# Decodificatori PAL

( ARTICOLI APPARSI SULLA RIVISTA "RADIOTECNICA TV" A CURA DI L. CASCIANINI )

# Decoder PAL a valvole

*Attualmente i decoder degli apparecchi TVC commerciali sono quasi completamente a transistori. Se ci permettiamo di illustrare questo decoder a valvole è perchè pensiamo che il tecnico che si accinge per la prima volta a realizzare un decoder sarà molto facilitato se esso potrà «lavorare» con quegli elementi che gli sono tanto familiari e cioè con le valvole.*

Questo «decoder» PAL è equipaggiato interamente con valvole e può quindi usufruire della tensione di alimentazione già esistente nel televisore in bianco e nero.[1]. Il decoder comprende:

1) *L'amplificatore del segnale di crominanza, il circuito della linea di ritardo e i demodulatori* sincroni realizzati ciascuno con due diodi. La commutazione a frequenza di riga della componente (R—Y) viene effettuata tra la linea di ritardo ed il successivo amplificatore della stessa componente (R—Y) del segnale di crominanza.
2) *Un amplificatore «gated»* del burst che fornisce sia la tensione per il controllo automatico del guadagno dell'amplificatore del segnale di crominanza (C.A.C.) sia il segnale del burst ai rivelatori della fase del burst.
3) *Un rigeneratore della portante* del colore pilotato mediante cristallo di quarzo. La frequenza e la fase di quest'oscillatore vengono mantenute uguali a quelle della portante soppressa in trasmissione mediante un controllo automatico del tipo «a valvola a reattanza».
4) *Il circuito di commutazione a righe alternate e i circuiti di identificazione della fase* unitamente al circuito che sopprime il colore (killer).
5) *Il circuito matrice del verde e gli amplificatori differenza di colore.*

Prima di descrivere dettagliatamente ciascuna di queste parti, sarà utile esporre i motivi che hanno suggerito questo particolare progetto.

## 2. CONSIDERAZIONI GENERALI

Una delle principali differenze tra il «decoder» NTSC e il «decoder» PAL che ci accingiamo a illustrare è questa: nel «decoder» NTSC il segnale di crominanza viene per prima cosa demodulato, e come effetto di questa demodulazione si ottiene *la separazione* dei segnali B—Y e R—Y in video frequenza; Nel decoder PAL invece il segnale di crominanza *prima* viene separato nelle componenti a 4,43 MHz (B—Y) e (R—Y).[2] Queste a loro volta vengono demodulate con il risultato di avere anche in questo caso i segnali B—Y e R—Y in video frequenza.

Nel sistema NTSC se la fase del segnale di riferimento non è corretta, l'uscita del demodulatore (R—Y) conterrà anche una porzione del segnale del burst in quanto l'uscita zero si ha soltanto quando il burst si trova in perfetta «quadratura» con il vettore (R—Y). Questa porzione del segnale del burst potrà essere rivelata e potrà fornire un segnale di correzione per l'oscillatore locale.

In un ricevitore PAL incorporante la linea di ritardo non è possibile applicare questo sistema di correzione della fase del segnale di riferimento. Nel «decoder» PAL infatti all'uscita del demodulatore (R—Y) non è presente alcuna informazione del burst che possa essere usata per correggere la fase del segnale di riferimento (oscillatore locale portante colore) nel caso che quest'ultimo non abbia la fase giusta. Ovviamente, la componente del burst è presente nel canale del segnale (B—Y); ciononostante il demodulatore (B—Y) non è in grado di fornire un'utile infor-

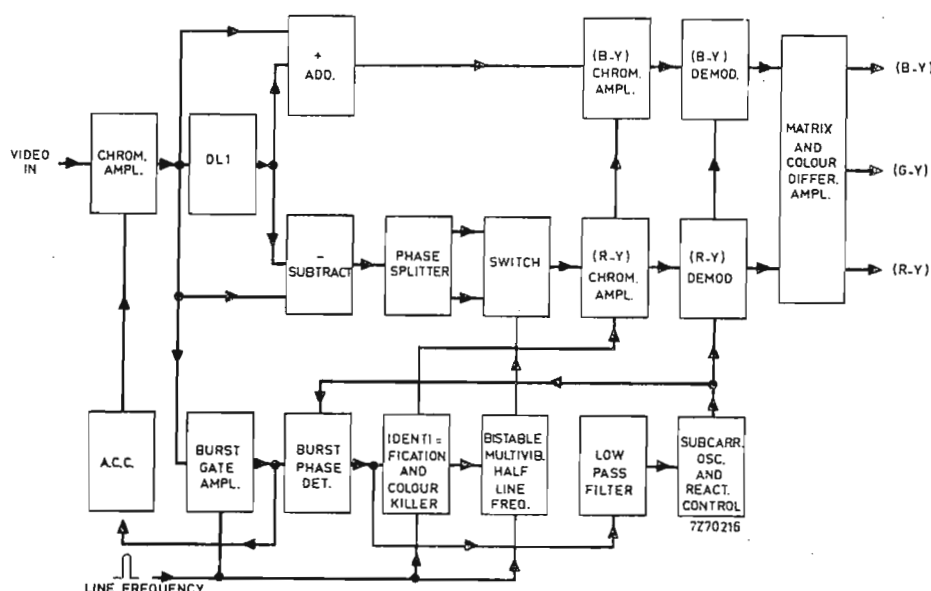
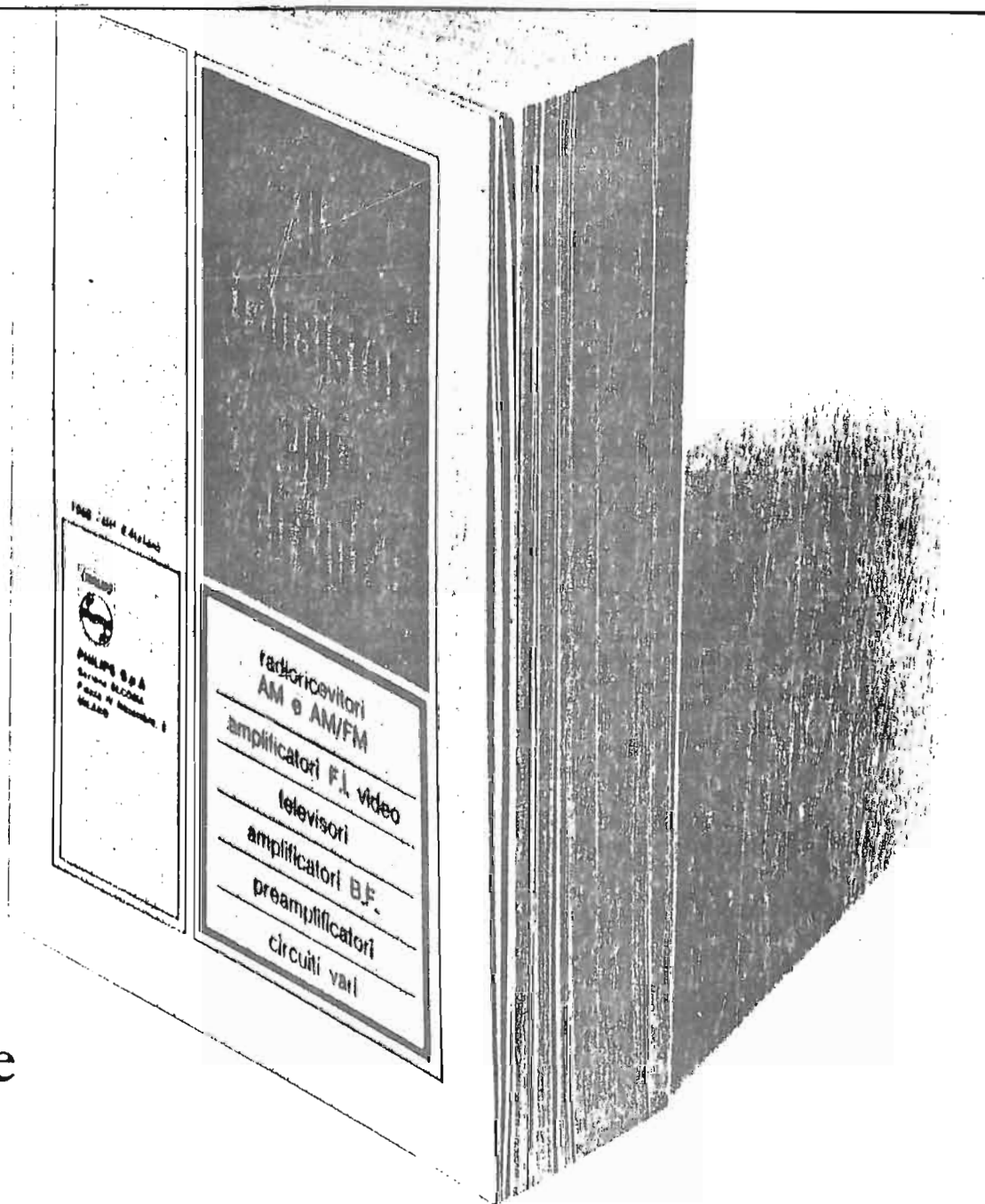



**Fig. 1 - Circuito a blocchi del circuito di decodifica PAL.**

« DAL LABORATORIO

APPLICAZIONI ELCOMA

PHILIPS »

# 3ª edizione

La terza edizione di questo manuale che ha incontrato tanto successo tra i tecnici Radio e TV contiene in più rispetto alle precedenti edizioni i seguenti circuiti:

- Amplificatore B.F. da 1,4 W 7,5 V con circuito integrato TAA 263
- Amplificatore da 4 W 18 V con circuito integrato TAA 320
- Amplificatore HI-FI da 25 W con transistor BD 123
- Registratore transistorizzato con amplificatori separati
- Registratore con circuito integrato TAA 310

Sono stati inseriti inoltre i dati tecnici completi dei semiconduttori impiegati nei circuiti descritti. Il volume pertanto dalle 254 pagine della IIª edizione, passa a 754 pagine.
Può essere richiesto alla:
Biblioteca tecnica PHILIPS
P.zza IV Novembre 3 - 20124 Milano
Prezzo L. 1500

Il potenziometro $R_{103}$ consente di regolare il punto di lavoro dei pentodi in maniera da assicurare la migliore messa in passo (tracking) tra i segnali di luminanza e di crominanza.

### 4.6. Controllo della saturazione

Abbiamo visto che il circuito sopradescritto assicura il miglior « tracking » tra i segnali di luminanza e di crominanza; ciononostante è necessario poter disporre anche di qualche mezzo che permetta di regolare *la saturazione* indipendentemente dal contrasto. Ciò è dovuto al fatto che l'ampiezza del burst trasmesso è soggetta a variazioni che possono superare i limiti ammessi. Siccome il segnale del burst viene usato nel ricevitore come base di riferimento per controllare l'ampiezza del segnale di crominanza (tramite il C.A.C.) è logico supporre che questo « spread » dell'ampiezza del burst non mancherà di influire anche sulla saturazione del colore. Oltre a ciò si dovrà tener in giusto conto anche la graduale diminuzione dell'amplificazione dei vari stadi dovuta all'invecchiamento delle valvole. Questa necessaria regolazione viene attuata dal potenziometro $R_{49}$ che controlla il guadagno dell'amplificatore del burst (pentodo $V_{4a}$).

Siccome il C.A.C. mantiene costante la tensione di uscita dell'amplificatore del burst, il funzionamento del controllo del guadagno produrrà automaticamente una variazione della tensione d'ingresso. In questo modo, varierà anche la tensione d'ingresso degli amplificatori di crominanza (i pentodi $V_{2a}$ e $V_{5a}$).

La tensione soglia del C.A.C. è stata scelta in maniera che l'ampiezza del segnale di uscita sull'anodo del pentodo $V_{4a}$ rimanga costante indipendentemente dalla posizione in cui si trova il potenziometro $R_{49}$.

## 5. IL CIRCUITO IN DETTAGLIO

### 5.1. L'amplificatore di crominanza

Per il pieno pilotaggio degli amplificatori differenza di colore è richiesto un segnale d'ingresso (barre di colore) con un valore minimo di 100 mV da picco a picco.

I valori tipici di amplificazione tra i vari punti del circuito sono i seguenti:

dalla griglia controllo all'anodo della $V_{1a}$ — 40
dalla griglia di $V_{1b}$ all'ingresso della linea di ritardo — 0,25
dall'ingresso della linea di ritardo alla griglia controllo di $V_{2a}$ — 0,3
dalla griglia controllo all'anodo di $V_{2a}$ — 20
dalla griglia controllo all'anodo di $V_{5a}$ — 20

La fig. 3 indica la curva passa-banda misurata dall'ingresso dell'amplificatore (*punto a*) al circuito anodico del pentodo $V_{2a}$. La fig. 4 indica la curva di controllo del guadagno. Il ritardo del segnale nel passaggio attraverso l'intero amplificatore di crominanza, inclusi i demodulatori e gli stadi finali, ammonta a 500 ns.

Ad eccezione della trappola a F.I. audio a (5,5 MHz) posta all'ingresso dell'amplificatore, tutti i circuiti accordati sono fatti con bobine fisse poco costose e con basso fattore di qualità (basso Q). Ciò allo scopo di eliminare la laboriosa procedura di taratura che diversamente esse richiederebbero.

Per impedire un indesiderato aumento del ritardo della linea, viene usato un trasformatore con un minimo di capacità dispersa; oltre a ciò, l'induttanza di tale trasformatore è tale che questa indesiderata capacità viene quasi completamente neutralizzata.

Cura particolare si dovrà avere per impedire che l'irradiazione proveniente dal rigeneratore della sottoportante raggiunga l'ingresso e i circuiti di crominanza che precedono il commutatore-invertitore di fase; una tale interazione potrebbe dar luogo in righe successive a « scatti » alterni, positivi e negativi, del segnale differenza di colore del rosso (R—Y).

### 5.2. Amplificatore del burst

Nell'amplificatore del burst sono tipici i seguenti valori:

segnale d'ingresso con regolatore di saturazione al massimo — 3 $V_{p\text{-}p}$
segnale d'ingresso con regolatore di saturazione al minimo — 1 $V_{p\text{-}p}$
segnale d'uscita con regolatore di saturazione al minimo — 30 $V_{p\text{-}p}$

La tensione di uscita a onda quadra del rivelatore di fase del burst applicata al circuito di identificazione ha un valore picco-picco di 2,5 V.

Il circuito accordato anodico del pentodo $V_{4a}$ è formato da una induttanza fissa e da un trimmer che serve a regolare la fase del burst. Il cablaggio del rivelatore della fase del burst dovrà essere fatto con particolare cura. Ciò allo scopo di impedire che i segnali di riferimento ad esso applicati vengano irradiati verso il circuito anodico dell'amplificatore del burst; ciò significa che le capacità di cablaggio dei diodi $D_{14}$ e $D_{16}$ debbono essere simmetriche.

### 5.3. Rigeneratore della sottoportante

Nel circuito per la rigenerazione della sottoportante c'è da notare che il circuito anodico del triodo $V_{7b}$ viene accoppiato al demodulatore (B—Y) mediante *una rete di adattamento* al posto di un avvolgimento aggiuntivo posto sulla bobina bifilare. Questa modifica consente di usare identici circuiti demodulatori per i segnali (R—Y) e (B—Y).

### 5.4. Commutatore PAL e circuiti di identificazione

Il segnale a onda quadra che fa entrare in conduzione alternativamente i diodi commutatori $D_3$ e $D_4$ ha un valore picco-picco di 6 V. Il valore massimo picco-picco del segnale di crominanza è 0,6 V.

L'ampiezza degli impulsi di riga applicati al multivibratore bistabile non è critica. Il multivibratore, tra le altre funzioni, ha anche quella di fornire un segnale a onda quadra al rivelatore della fase del segnale di identificazione (diodi $D_{23}$ e $D_{24}$).

Per rendere sicura sia l'identificazione che il funzionamento dei circuiti di soppressione del colore il segnale di identificazione alla griglia del triodo $V_{4b}$ deve avere un valore minimo di 0,5 V da picco a picco. Ciò significa che il valore picco-picco del segnale d'ingresso del pentodo $V_{1a}$ deve essere almeno 50 mV; se c'è molto rumore, ci vorrà un segnale ancora maggiore.

Quando non c'è segnale, il rivelatore di fase dell'identificazione dovrà avere una tensione di uscita zero; il valore tipico in presenza di un buon segnale d'ingresso, è —8 V. In assenza di segnale, la tensione tipica d'uscita del rivelatore del soppressore del colore ($D_{27}$) è —12 V.

Per il circuito risonante accordato a metà frequenza di riga viene usata un'induttanza fissa ed un condensatore. Il fattore di merito è soltanto 3.

### 5.5. Gli amplificatori dei segnali differenza di colore

Gli amplificatori differenza di colore sono equipaggiati con la PCL 84, che permette di ottenere migliori prestazioni per ciò che riguarda sia il guadagno che la larghezza di banda. Le tensioni di uscita ottenibili dipendono dalla tensione di alimentazione. Con tensione di alimentazione di 245 V, gli amplificatori finali forniranno i seguenti valori di tensione:

Amplificatore (B—Y): ingresso 8 $V_{pp}$ uscita 200 $V_{pp}$
Amplificatore (R—Y): ingresso 6 $V_{pp}$ uscita 160 $V_{pp}$
Amplificatore (V—Y): ingresso 20 $V_{pp}$ uscita 90 $V_{pp}$

Questi valori furono misurati impiegando un segnale a barre di colori saturi. Gli amplificatori hanno una larghezza di banda di circa 1 MHz. Per assicurare la costanza del bilanciamento del bianco, tali amplificatori dovranno essere accoppiati al cinescopio mediante circuiti « clamping ».

## 6. MESSA A PUNTO

La messa a punto dovrà essere fatta con quest'ordine:
— accordo della trappola-audio nell'amplificatore di crominanza

— matrice della linea di ritardo
— amplificatore del burst
— bilanciamento del rivelatore della fase del burst
— frequenza della sottoportante
— fase e ampiezza del segnale di riferimento del demodulatore
— rapporto tra i segnali differenza di colore (R—Y) e (B—Y)
— messa in passo dei segnali differenza di colore all'uscita rispetto al contrasto del segnale di luminanza.

La sequenza delle operazioni dovrà essere la seguente:

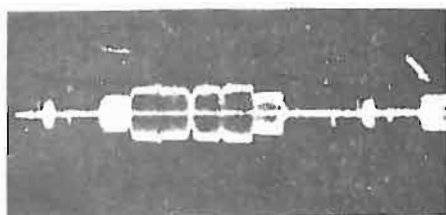
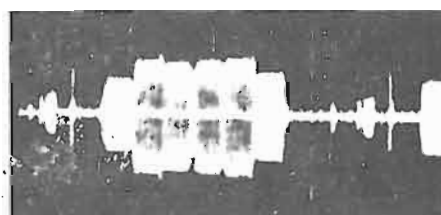
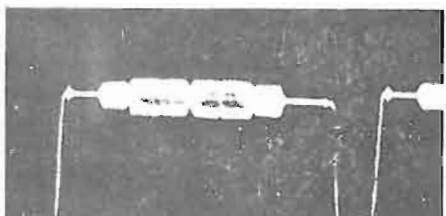
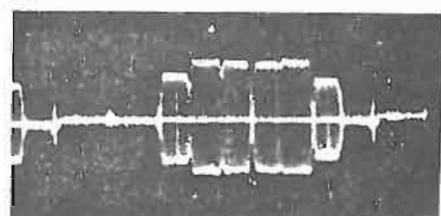
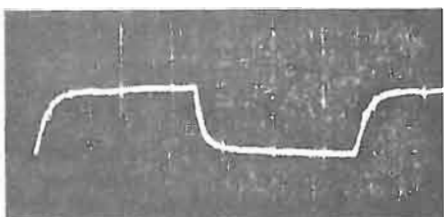
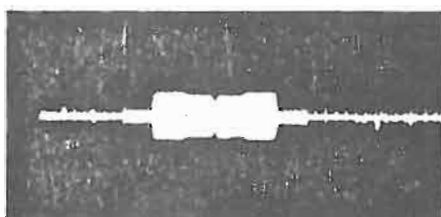
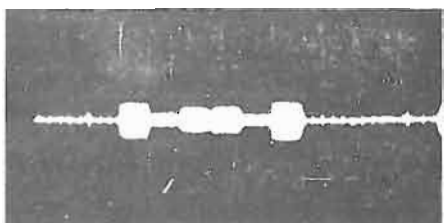
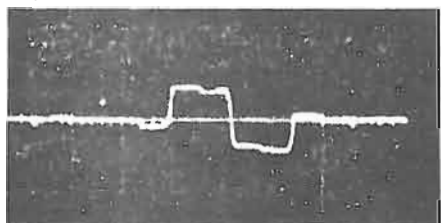
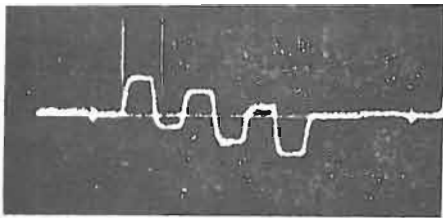
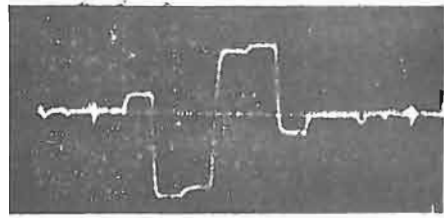
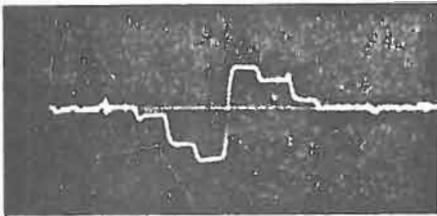
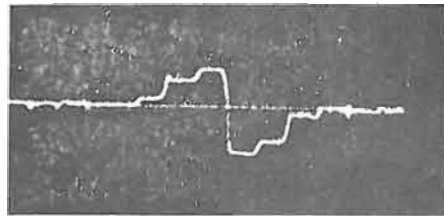
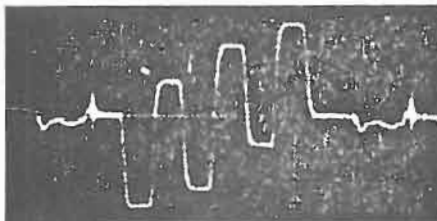
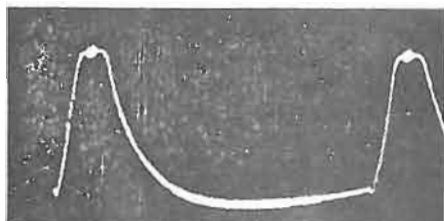
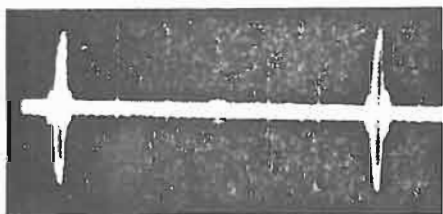
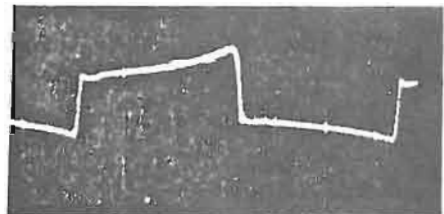
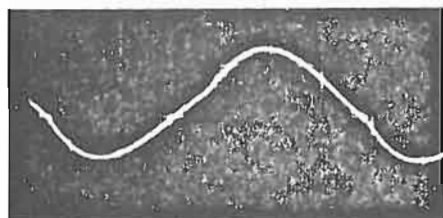
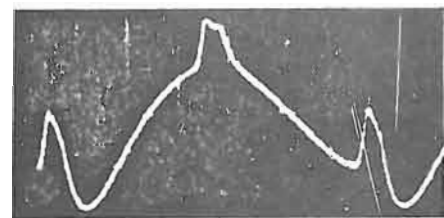
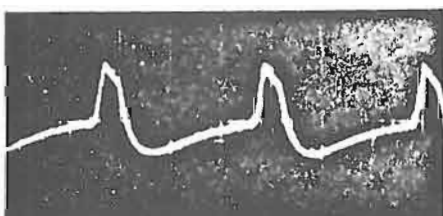
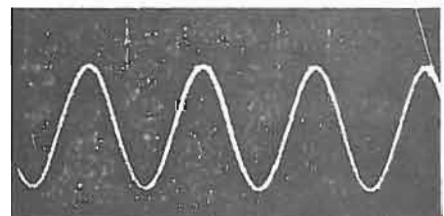
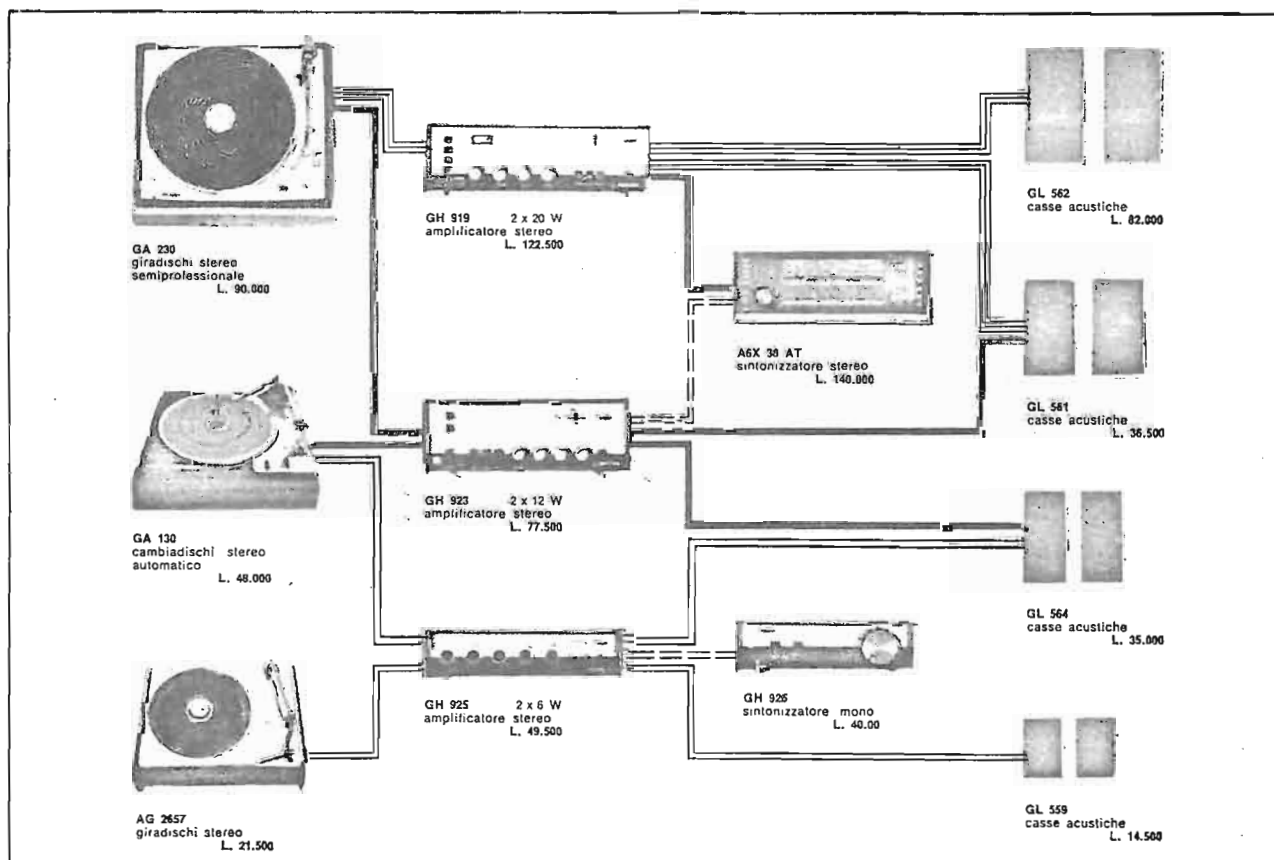
Si applica all'ingresso un segnale video (barre di colore) con valore di circa 1 V da picco a picco. Il regolatore della saturazione sarà girato, tutto antiorario (in queste condizioni il guadagno dell'amplificatore del burst sarà massimo).

I demodulatori saranno ora accordati in maniera da ottenere una tensione di riferimento con discreta ampiezza. Ciò potrà essere controllato collegando un oscilloscopio al condensatore di accoppiamento $C_{17}$ del demodulatore (R—Y), e assicurandosi che i demodulatori (B—Y) e (R—Y) siano accordati in maniera che su questo punto si abbia la massima ampiezza del segnale.

Successivamente si sincronizza l'oscillatore. Per far ciò si collega a massa *temporaneamente* la griglia controllo del pentodo $V_{4a}$, e si porta a zero la tensione sul cursore del potenziometro di bilanciamento $R_{61}$. A questo punto, si toglie la massa dalla griglia e si regola il trimmer $C_{55}$ in modo che l'oscillatore agganci e la tensione sul cursore cada di nuovo a zero.

Fatto ciò si passa alla messa a punto della linea di ritardo. Ci sono vari sistemi, ne descriveremo due:

Si toglie il segnale di crominanza d'ingresso ad eccezione del segnale del burst; l'oscillatore rimarrà quindi agganciato. Si applica successivamente il segnale dell'oscillatore all'ingresso della linea di ritardo collegando un condensatore (supponiamo da 100 pF) tra il condensatore di

**OSCILLOGRAMMI RICAVATI SUI VARI PUNTI DEL CIRCUITO**

Punto 1a — **Segnale di crominanza sulla griglia del primo amplificatore di crominanza (ascissa = 10 μs/div.; ordinata = 0,5 V/div.)**

Punto 1b — **Segnale di crominanza sulla griglia del triodo $V_{1b}$ (ascissa = 10 μs/div., ordinata = 2 V/div.).**

Punto 2 — **Segnale di crominanza sovrapposto al segnale del blanking (ascissa = 10 μs/div., ordinata = 0,5 V/div.).**

Punto 3 — **Segnale d'ingresso al circuito matrice della linea di ritardo (ascissa = μs/div., ordinata = 0,5 V/div.).**

Punto 4 — **Segnale a metà frequenza di riga destinato al pilotaggio del commutatore alternativo del segnale (R—Y). Il commutatore è formato dai diodi $D_1$ e $D_4$.**
**(ascissa = 20 μs/div., ordinata = 2 V/div.).**

Punto 5 — **Componente (R—Y) del segnale di crominanza sulla griglia dell'amplificatore $V_{1a}$ (ascissa = 10 μs/div., ordinata = 0,5 V/div.).**

Punto 6 — **Componente (B—Y) del segnale di crominanza sulla griglia dell'amplificatore $V_{5a}$ (ascissa = 10 μs/div., ordinata = 0,5 V/div.).**

Punto 7 — **Segnale differenza di colore (R—Y) sulla griglia dell'amplificatore $V_{3a}$ (ascissa = 10 μs/div., ordinata = 5 V/div.).**

Punto 8 — **Segnale differenza di colore B—Y a video frequenza sulla griglia dell'amplificatore $V_{6a}$ (ascissa = 10 μs/div., ordinata = 5 V/div.).**

Punto 9 — **Segnale differenza di colore R—Y a video frequenza sulla griglia controllo del cinescopio (ascissa = 10 μs/div., ordinata = 50 V/div.).**

Punto 10 — **Segnale differenza di colore G—Y a video frequenza sulla griglia controllo del cinescopio (ascissa = 10 μs/div., ordinata = V/div.).**

Punto 11 — **Segnale differenza di colore G—Y sulla griglia dell'amplificatore $V_{6b}$ (ascissa = 10 μs/div., ordinata = 10 V/div.).**

Punto 12 — **Segnale differenza di colore B—Y sulla griglia controllo del cinescopio (ascissa = 10 μs/div., ordinata = 50 V/div.).**

Punto 13 — **Segnale di crominanza sovrapposto sull'impulso « gating » all'ingresso dell'amplificatore del burst (ascissa = 10 μs/div., ordinata = 10 V/div.).**

Punto 14 — **Segnale d'uscita dell'amplificatore « gated » del burst (ascissa = 10 μs/div., ordinata = 10 V/div.).**

Punto 15 — **Segnale ad onda quadra proveniente dal rivelatore della fase del burst (ascissa = 20 μs/div., ordinata = 2 V/div.).**

Punto 16 — **Segnale « derivato » dal segnale ad onda quadra del punto 15 mediante il circuito risonante $C_{71}$ — $L_{16}$ (ascissa = 20 μs/div., ordinata = 20 V/div.).**

Punto 17 — **Segnale d'ingresso dell'impulso « gate » di identificazione nel caso di ricezione del colore (ascissa = 20 μs/div., ordinata = 5 V/div.).**

Punto 17 — **Segnale d'ingresso dell'impulso « gate » di identificazione nel caso di ricezione del bianco e del nero (ascissa = 20 μs/div., ordinata = 5 V/div.).**

Punto 18 — **Segnale di riferimento del demodulatore (B—Y) (ascissa = 0,1 μs/div., ordinata = 10 V/div.).**

accoppiamento $C_{17}$ del demodulatore (R—Y) e l'ingresso della linea di ritardo. Con un oscilloscopio collegato alla griglia controllo del pentodo $V_{3a}$, si regola il potenziometro $R_{12}$ per la minima ampiezza del segnale a onda quadra osservato sullo schermo dell'oscilloscopio.

Il secondo sistema prevede l'impiego di un segnale a barre colorate. In questo caso, si mette a massa il terminale 6 della linea di ritardo e si osserva sull'oscilloscopio il segnale (B—Y) all'uscita del demodulatore. Il trimmer della fase del burst $C_{32}$ permette di rendere i segnali su righe successive o identici o differenti. In un primo tempo si regola questo trimmer in maniera che questi segnali differiscano considerevolmente tra loro; successivamente si toglie da massa il terminale 6 e si regola il potenziometro $R_{12}$ in maniera da rendere i segnali identici.

A questo punto bisognerà controllare la fase del burst. Si collega di nuovo il terminale 6 della linea di ritardo a massa e si osserva il segnale (R—Y). Si regola il trimmer $C_{32}$ in maniera che i segnali delle righe successive risultino identici. Si riosserva ancora il segnale (B—Y) e, se è necessario, si accorda di nuovo il demodulatore (R—Y) mediante $L_7$ in maniera da rendere i segnali delle righe successive identici tra loro.

Successivamente si toglie il collegamento a massa del terminale 6 e si effettuano le rimanenti messe a punto riguardanti: il bilanciamento del segnale differenza di colore di uscita (potenziometro $R_{26}$), la soppressione della F.I. dell'audio e il « tracking » tra i segnali differenza di colore e l'ampiezza del segnale di luminanza (potenziometro $R_{108}$). E' bene che si sappia che questo potenziometro influisce sull'ampiezza del segnale differenza di colore specialmente quando il contrasto di luminanza è al minimo. Per meglio effettuare questa taratura è opportuno che il circuito soppressore del colore (killer) venga escluso. Per questo motivo è prevista la possibilità di cortocircuitare $C_{82}$.

L. CASCIANINI
(Da A.I. Philips)

(1) Questo decoder, può essere adattato al televisore a colori descritto nell'**Application Information 238** Philips - ELCOMA. Questo opuscolo viene inviato gratuitamente dietro semplice richiesta alla stessa ditta.

(2) Per meglio intenderci indicheremo i segnali o le componenti (B—Y) e (R—Y) racchiusi tra parentesi quando questi non sono stati ancora demodulati e si trovano su una « portante » a 4,43 MHz. Non racchiusi fra parentesi, e cioè R—Y e B—Y significano demodulati, sono cioè semplici segnali a video frequenza.

**RESISTORI**

**Tutti i resistori sono a carbone: tolleranza ± 5 %, 1/4 W salvo diversamente specificato.**

| | | |
|---|---|---|
| $R_1$ | = 150 kΩ | |
| $R_2$ | = 5.6 kΩ; | 1 W— |
| $R_3$ | = 1 MΩ | |
| $R_4$ | = 15 kΩ; | 0,5 W |
| $R_6$ | = 5.6 kΩ | |
| $R_7$ | = 150 Ω | |
| $R_8$ | = 33 kΩ | |
| $R_9$ | = 220 Ω | |
| $R_{11}$ | = 18 Ω | |
| $R_{12}$ | = 100 Ω; | trimmer potenziometrico ± 20 % 0,15 W |
| $R_{13}$ | = 82 Ω | |
| $R_{14}$ | = 82 Ω | |
| $R_{16}$ | = 5.6 kΩ | |
| $R_{17}$ | = 5.6 kΩ | |
| $R_{18}$ | = 100 kΩ; | 0.5 W |
| $R_{19}$ | = 2.2 kΩ; | 0.5 W |
| $R_{21}$ | = 15 kΩ; | 1 W |
| $R_{22}$ | = 5.6 kΩ | |
| $R_{23}$ | = 5.6 kΩ | |
| $R_{24}$ | = 6.8 kΩ | |
| $R_{26}$ | = 47 kΩ; | trimmer potenziometrico ± 20 % 0,15 W |
| $R_{27}$ | = 10 kΩ; | 2 W |
| $R_{28}$ | = 150 Ω; | 0.5 W |
| $R_{29}$ | = 15 kΩ; | 1 W |
| $R_{31}$ | = 39 kΩ; | 1 W |
| $R_{32}$ | = 82 kΩ; | 0.5 W |
| $R_{33}$ | = 220 kΩ | |
| $R_{34}$ | = 10 kΩ; | 0.5 W |
| $R_{36}$ | = 10 kΩ; | 2 W |
| $R_{37}$ | = 1.8 kΩ | |
| $R_{38}$ | = 68 kΩ; | 1 W |
| $R_{39}$ | = 3.3 kΩ | |
| $R_{41}$ | = 3.3 kΩ | |
| $R_{42}$ | = 1.8 kΩ | |
| $R_{43}$ | = 100 kΩ | |
| $R_{44}$ | = 180 kΩ | |
| $R_{46}$ | = 180 kΩ | |
| $R_{47}$ | = 2.2 MΩ; | 0.5 W, 10 % |
| $R_{48}$ | = 560 Ω | |
| $R_{49}$ | = 2.2 kΩ; | potenz. lineare |
| $R_{51}$ | = 47 kΩ | |
| $R_{52}$ | = 6.8 kΩ | |
| $R_{53}$ | = 330 Ω; | 0.5 W |
| $R_{54}$ | = 330 Ω; | 0.5 W |
| $R_{56}$ | = 120 kΩ; | 0.5 W |
| $R_{57}$ | = 120 kΩ; | 0.5 W |
| $R_{58}$ | = 2.2 MΩ; | 0.5 W, 10 % |
| $R_{59}$ | = 2.2 MΩ; | 0.5 W, 10 % |
| $R_{61}$ | = 470 kΩ; | trimmer potenziometrico ± 20 % 0,15 W |
| $R_{62}$ | = 560 Ω | |
| $R_{63}$ | = 27 kΩ | |
| $R_{64}$ | = 3.3 kΩ | |
| $R_{66}$ | = 18 kΩ | |
| $R_{67}$ | = 68 kΩ; | 10 % |
| $R_{68}$ | = 68 kΩ; | 10 % |
| $R_{69}$ | = 4.7 kΩ | |
| $R_{71}$ | = 2.2 kΩ | |
| $R_{72}$ | = 68 kΩ; | 10 % |
| $R_{73}$ | = 5.6 kΩ | |
| $R_{74}$ | = 18 kΩ | |
| $R_{76}$ | = 470 kΩ | |
| $R_{77}$ | = 27 kΩ | |
| $R_{78}$ | = 100 kΩ | |
| $R_{79}$ | = 2.2 kΩ; | 0.5 W |
| $R_{81}$ | = 15 kΩ; | 1 W |
| $R_{82}$ | = 10 kΩ | |
| $R_{83}$ | = 5.6 kΩ | |
| $R_{84}$ | = 5.6 kΩ | |
| $R_{86}$ | = 10 kΩ; | 2 W |
| $R_{87}$ | = 150 Ω | |
| $R_{88}$ | = 15 kΩ; | 1 W |
| $R_{89}$ | = 39 kΩ; | 1 W |
| $R_{91}$ | = 3.3 kΩ | |
| $R_{92}$ | = 33 kΩ | |
| $R_{93}$ | = 1 MΩ | |
| $R_{94}$ | = 47 kΩ | |
| $R_{96}$ | = 2.7 MΩ; | 10 % |
| $R_{97}$ | = 2.2 MΩ; | 10 % |
| $R_{98}$ | = 1 MΩ | |
| $R_{99}$ | = 39 kΩ | |
| $R_{101}$ | = 220 kΩ | |
| $R_{102}$ | = 1 MΩ | |
| $R_{103}$ | = 39 kΩ | |
| $R_{104}$ | = 390 kΩ | |
| $R_{106}$ | = 10 MΩ; | 10 % |
| $R_{107}$ | = 180 kΩ | |
| $R_{108}$ | = 100 kΩ; | trimmer potenziometrico ± 20 % 0,15 W |
| $R_{109}$ | = 560 Ω | |
| $R_{111}$ | = 68 kΩ | |
| $R_{112}$ | = 470 Ω | |
| $R_{113}$ | = 56 kΩ; | 1 W |
| $R_{114}$ | = 1.8 MΩ; | 10 % |
| $R_{116}$ | = 39 kΩ | |
| $R_{117}$ | = 10 kΩ; | 1 W |
| $R_{118}$ | = 1 kΩ | |
| $R_{1..}$ | = 150 kΩ | |
| $R_{121}$ | = 150 kΩ | |

**CONDENSATORI**

| | | | | |
|---|---|---|---|---|
| $C_1$ | = 56 pF; | 40 V ± 2 % | | ceramico |
| $C_2$ | = 100 nF; | 250 V ± 20 % | | poliestere |
| $C_3$ | = 100 nF; | 400 V ± 20 % | | poliestere |
| $C_4$ | = 1 nF; | 500 V — 20/+ 50 % | | ceramico |
| $C_5$ | = 1 nF; | 500 V — 20/+ 50 % | | ceramico |
| $C_6$ | = 100 nF; | 250 V ± 20 % | | poliestere |
| $C_7$ | = 10 nF; | 400 V ± 20 % | | polieste |
| $C_8$ | = 470 pF; | 500 V ± 20 % | | ceramico |
| $C_9$ | = 470 pF; | 500 V ± 20 % | | ceramico |
| $C_{11}$ | = 10 nF; | 400 V ± 20 % | | poliestere |
| $C_{12}$ | = 1 nF; | 40 V — 10/+ 100 % | | ceramico |
| $C_{13}$ | = 100 nF; | 400 V ± 20 % | | poliestere |
| $C_{14}$ | = 1 nF; | 500 V — 20/+ 50 % | | ceramico |
| $C_{16}$ | = 180 pF; | 500 V ± 5 % | | mica |

| | | | | |
|---|---|---|---|---|
| $C_{17}$ = | 33 pF; | 500 V | ± 5 % | poliestere |
| $C_{18}$ = | 27 pF; | 500 V | ± 5 % | ceramico |
| $C_{19}$ = | 27 pF; | 500 V | ± 5 % | ceramico |
| $C_{21}$ = | 2.2 nF; | 500 V | — 20/+ 50 % | ceramico |
| $C_{22}$ = | 100 nF; | 400 V | ± 20 % | poliestere |
| $C_{23}$ = | 2 pF; | 500 V | ± 1 pF | ceramico |
| $C_{24}$ = | 2.2 nF; | 500 V | ± 20 % | ceramico |
| $C_{26}$ = | 2.2 nF; | 500 V | ± 20 % | ceramico |
| $C_{27}$ = | 150 pF; | 500 V | ± 20 % | ceramico |
| $C_{28}$ = | 10 nF; | 250 V | ± 20 % | poliestere |
| $C_{29}$ = | 100 nF; | 250 V | ± 20 % | poliestere |
| $C_{31}$ = | 100 nF; | 400 V | ± 20 % | poliestere |
| $C_{32}$ = | 25 pF; | 250 V | ± 20 % | trimmer ad aria |
| $C_{33}$ = | 1 nF; | 500 V | — 20/+ 50 % | ceramico |
| $C_{34}$ = | 1 nF; | 500 V | — 20/+ 50 % | ceramico |
| $C_{36}$ = | 180 pF; | 500 V | ± 20 % | ceramico |
| $C_{37}$ = | 10 nF; | 250 V | ± 20 % | poliestere |
| $C_{38}$ = | 100 pF; | 500 V | ± 20 % | ceramico |
| $C_{39}$ = | 100 pF; | 500 V | ± 20 % | ceramico |
| $C_{41}$ = | 22 nF; | 500 V | — 20/+ 50 % | ceramico |
| $C_{42}$ = | 3.3 nF; | 500 V | ± 20 % | ceramico |
| $C_{43}$ = | 560 pF; | 700 V | ± 10 % | ceramico |
| $C_{44}$ = | 220 pF; | 500 V | ± 20 % | ceramico |
| $C_{46}$ = | 100 pF; | 500 V | ± 20 % | ceramico |
| $C_{47}$ = | 33 pF; | 500 V | ± 20 % | ceramico |
| $C_{48}$ = | 33 pF; | 500 V | ± 20 % | ceramico |
| $C_{49}$ = | 10 nF; | 250 V | ± 20 % | poliestere |
| $C_{51}$ = | 100 pF; | 500 V | ± 20 % | ceramico |
| $C_{52}$ = | 150 pF; | 500 V | ± 20 % | ceramico |
| $C_{53}$ = | 560 pF; | 700 V | ± 10 % | ceramico |
| $C_{54}$ = | 1 nF; | 40 V | — 20/+ 100 % | ceramico |
| $C_{56}$ = | 100 nF; | 250 V | ± 20 % | poliestere |
| $C_{57}$ = | 1 nF; | 500 V | — 20/+ 50 % | ceramico |
| $C_{58}$ = | 100 nF; | 400 V | ± 20 % | poliestere |
| $C_{59}$ = | 180 pF; | 500 V | ± 5 % | mica |
| $C_{61}$ = | 27 pF; | 500 V | ± 5 % | ceramico |
| $C_{62}$ = | 27 pF; | 500 V | ± 5 % | ceramico |
| $C_{63}$ = | 2.2 nF; | 500 V | — 20/+ 50 % | ceramico |
| $C_{64}$ = | 100 nF; | 400 V | ± 20 % | poliestere |
| $C_{66}$ = | 22 nF; | 400 V | ± 20 % | poliestere |
| $C_{67}$ = | 2.2 nF; | 500 V | ± 20 % | ceramico |
| $C_{68}$ = | 3.3 nF; | 500 V | ± 20 % | ceramico |
| $C_{69}$ = | 100 pF; | 500 V | ± 20 % | ceramico |
| $C_{71}$ = | 470 pF; | 500 V | ± 20 % | ceramico |
| $C_{72}$ = | 6.8 nF; | 500 V | — 20/+ 50 % | ceramico |
| $C_{73}$ = | 8.2 nF; | 63 V | ± 10 % | poliestere |
| $C_{74}$ = | 220 pF; | 500 V | ± 20 % | ceramico |
| $C_{76}$ = | 10 nF; | 400 V | ± 20 % | poliestere |
| $C_{77}$ = | 100 nF; | 250 V | ± 20 % | poliestere |
| $C_{78}$ = | 100 nF; | 250 V | ± 20 % | poliestere |
| $C_{79}$ = | 1 nF; | 500 V | — 20/+ 50 % | ceramico |
| $C_{81}$ = | 10 nF; | 400 V | ± 20 % | poliestere |
| $C_{82}$ = | 10 nF; | 250 V | ± 20 % | poliestere |
| $C_{83}$ = | 10 pF; | 500 V | ± 1 pF | ceramico |
| $C_{84}$ = | 1 nF; | 500 V | — 20/+ 50 % | ceramico |
| $C_{85}$ = | 100 nF; | 250 V | + 20 % | poliestere |
| $C_{86}$ = | 100 nF; | 250 V | ± 20 % | poliestere |
| $C_{87}$ = | 1 nF; | 500 V | — 20/+ 50 % | ceramico |
| $C_{88}$ = | 27 pF; | 75 V | | trimmer ad aria |
| $C_{89}$ = | 12 pF; | 500 V | ± 5 % | ceramico |
| $C_{91}$ = | 33 pF; | 500 V | ± 5 % | ceramico |
| $C_{92}$ = | 100 nF; | 400 V | ± 20 % | poliestere |
| $C_{93}$ = | 3.3 nF; | 500 V | ± 20 % | ceramico |
| $C_{94}$ = | 3.3 nF; | 500 V | ± 20 % | ceramico |

Fig. 2 - Schema elettrico del decoder PAL.

**VALVOLE**

$V_1$ = PCF201
$V_2$ = PCF201
$V_3$ = PCL84
$V_4$ = PCF201
$V_5$ = PCF201
$V_6$ = PCL84
$V_7$ = PCF802

**DIODI**

$D_1$ = BAY39
$D_2$ = BA148
$D_3$ = AA119
$D_4$ = AA119
$D_6$ = AA119
$D_7$ = AA119
$D_8$ = BA145
$D_9$ = BA145
$D_{11}$ = BA145
$D_{12}$ = BA145
$D_{13}$ = OA85
$D_{14}$ = BAY39
$D_{16}$ = BAY39
$D_{17}$ = OA85
$D_{18}$ = AA119
$D_{19}$ = AA119
$D_{21}$ = BA145
$D_{22}$ = BA145
$D_{23}$ = BA148
$D_{24}$ = BA148
$D_{26}$ = BA148
$D_{27}$ = BA148
$D_{28}$ = OA85

**BOBINE**

$L_1$ = 80 spire CuEm (rame smaltato) da 0,2 mm Ø
L = 10 — 240 µH
$L_2$ = 100 µH; in aria
$L_3$ = 2× 60 spire CuEm 0,15 mm Ø
nucleo poliferro 3122 104 90970
supporto 3122 997 71790
$L_4$ = 100 µH, in aria
$L_6$ = 200 µH; in aria
$L_7$ = 2 × 20 spire, CuEm, 0,15 mm Ø
largh. avvol. 8 mm
Ø avvolg. 5,2 mm

$L_8$ = 350 µH in aria
$L_9$ = 50 µH; in aria
$L_{11}$ = 200 µH; in aria
$L_{12}$ = 2 × 20 spire, CuEm, 0,15 mm Ø
largh. avvolg 8 mm
Ø avvolg. 5,2 mm
$L_{13}$ = 50 µH; in aria
$L_{14}$ = 350 µH; in aria
$L_{16}$ = 50 mH; in aria
$L_{17}$ = 50 µH; in aria

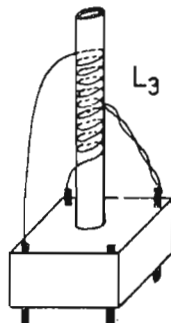



Fig. 5 - Disposizione degli avvolgimenti della bobina $L_3$.

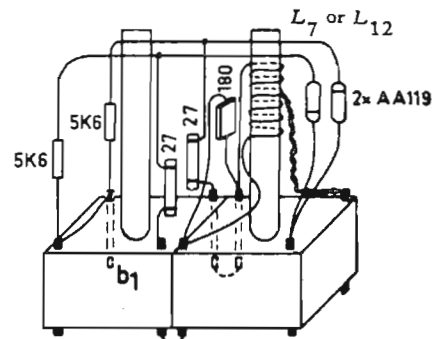



Fig. 6 - Disposizione degli avvolgimenti del demodulatore sincrono.

# Decodificatore PAL a transistori

*Dopo aver descritto un decodificatore PAL a valvole presentiamo questo interessante decodificatore a transistori. Il criterio generale di progetto segue quello del decodificatore a valvole.*

## 1 - PRINCIPIO DI FUNZIONAMENTO DEL DEMODULATORE A LINEA DI RITARDO

Per prima cosa richiameremo alla memoria il meccanismo di funzionamento di un qualsiasi decoder PAL.

Il segnale di crominanza F che viene applicato all'ingresso del decoder è formato, com'è noto, dalle componenti in quadratura a 4,43 MHz $F_{(B-Y)}$ e $\pm F_{(R-Y)}$. In seguito indicheremo per brevità il segnale $F_{(B-Y)}$ con la sigla $F_U$ ed il segnale $\pm F_{(R-Y)}$ con la sigla $\pm F_V$. E' bene ricordare che le componenti $F_V$ e $F_U$ sono *prodotti di modulazione* (1) in quanto la « portante », per motivi di compatibilità, viene soppressa in trasmissione.

Vediamo più da vicino la natura di questa particolare modulazione. Consideriamo, per esempio, la differenza esistente tra il segnale differenza di colore in b.f. (B—Y) e questo stesso segnale (ora $F_U$) all'uscita del modulatore ad anello del trasmettitore (fig. 1). Per prima cosa osserviamo come l'ampiezza della componente $F_U$ (2) sia direttamente proporzionale alla ampiezza del segnale modulante (B—Y): se aumenta (B—Y) aumenta anche $F_U$. Quando (B—Y) si annulla sparisce anche $F_U$. I valori positivi e negativi del segnale (B—Y) vengono contraddistini nel segnale $F_U$ da differenti valori di fase. Ad un valore positivo del segnale (B—Y) corrisponde un valore di fase di 0° della componente $F_U$ mentre ad un valore negativo di (B—Y) corrisponde una variazione di fase di 180° di questa stessa componente $F_U$ (fig. 1). La fase di riferimento è data in questo caso dal burst. Siccome l'oscillatore della portante del colore rigenerata nel ricevitore viene sincronizzato con la fase del burst, sarà il demodulatore sincrono (nel quale com'è noto viene confrontata la fase di $F_U$ con la fase dell'oscillatore) che *dirà se (B—Y) è positivo o negativo*.

Tra (R—Y) e $F_V$ esiste la stessa interdipendenza che esiste tra (B—Y) e $F_U$. La frequenza delle due componenti $F_U$ e $F_V$ è 4,43 MHz. La componente $F_V$ è « spostata » di 90° rispetto alla componente $F_U$ (sistema NTSC) e in trasmissione ha la sua fase invertita di 180° ogni seconda riga (sistema PAL).

Il demodulatore a linea di ritardo ha il compito di *separare nuovamente* in ricezione le due componenti in quadratura $F_U$ e $F_V$. Esso avrà pertanto due uscite: in una comparirà la sola componente $F_U$, nell'altra la sola componente $F_V$. La netta separazione di queste due componenti in quadratura è possibile per il fatto che in una immagine normale il contenuto cromatico di una riga non differisce gran che da quello della riga successiva. Gran parte dell'informazione cromatica rimane inalterata di riga in riga.

Per spiegare il funzionamento del decoder PAL si suppone pertanto che le componenti $F_U$ e $F_V$ (che com'è noto trasportano la sola informazione del colore dell'immagine) siano identiche in due righe successive nel tempo.

La polarità della componente $F_V$ viene cambiata di segno al trasmettitore di riga in riga. Per polarità di questa componente si vuole intendere che, per esempio, una normale posizione di fase (0°) corrisponde al segno positivo (+) mentre una posizione di fase invertita (180°) corrisponde al segnale negativo (—).

La somma di due segnali di uguale ampiezza e di uguale fase dà per risultato un segnale della stessa fase ma con ampiezza doppia (fig. 2a). Applicata alla componente $F_U$, questa regola dà:

$$F_U + F_U = 2\,F_U.$$

Ovviamente la somma di due segnali di uguale ampiezza ma in opposizione di fase dà per risultato zero (fig. 2b). Infatti:

$$F_U - F_U = 0.$$

La separazione delle due componenti in quadratura $F_U$ e $F_V$ avviene nel decoder PAL in due stadi sommatori. Il segnale ritardato (e cioè il segnale della riga precedente) viene *in uno stadio* sommato direttamente con il segnale che arriva in quell'istante e *nell'altro stadio* viene sommato sempre con questo segnale ma invertito di fase (180°) (fig. 3). Il segnale di crominanza percorre pertanto due « strade ». In una « strada » subisce ad opera della linea di ritardo, un ritardo di 64 μs (corrispondenti a 283½ periodi della portante del colore).

Questi 283½ periodi significano che il segnale che compare, una riga dopo, all'uscita della linea avrà la fase opposta (polarità invertita) a quella del segnale d'ingresso della riga successiva. Se pertanto *all'ingresso* della linea avremo le componenti del segnale di crominanza con polarità $+F_{U'}$ $+F_{V'}$ (riga NTSC) all'uscita tali componenti riappariranno con le polarità $-F_{U'}$ $-F_V$. Ovviamente se all'ingresso abbiamo $-F_{U'}$ $-F_{V'}$ all'uscita della linea avremo $+F_{U'}$ $+F_V$. Parimente se all'ingresso abbiamo le componenti del segnale di crominanza con polarità $+F_U$ $-F_{V'}$ (riga PAL) all'uscita tali componenti riappariranno con la polarità $-F_U$ $+F_V$.

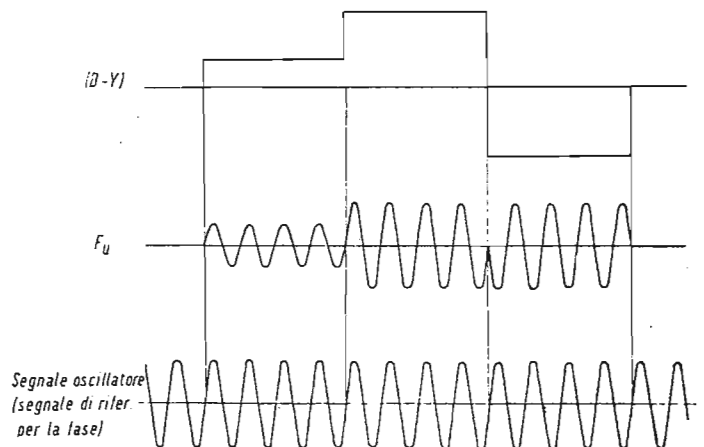



**Fig. 1 - Formazione del segnale F dal segnale (B—Y) e dal segnale dell'oscillatore.**

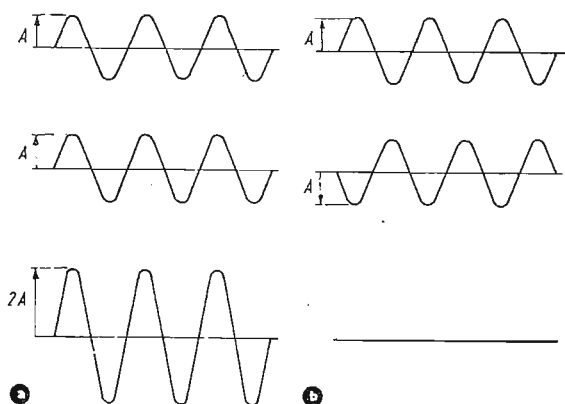



Fig. 2 - Somma di segnali: a) di fase e di ampiezza uguale; b) di ampiezza uguale e di fase opposta.

Vediamo cosa succede al segnale di crominanza che percorre la « strada » dove non è presente la linea di ritardo. Questo segnale viene aggiunto al I stadio sommatore *direttamente* mentre al II stadio sommatore questo stesso segnale viene aggiunto previa rotazione di fase di 180°. Anche qui la rotazione di fase ha come effetto una inversione di polarità del segnale.

Vediamo come funziona questo « demodulatore a linea di ritardo ». Supponiamo che all'ingresso pervengano i seguenti segnali:

1ª riga: $F_U + F_{V'}$ (riga - NTSC);
2ª riga: $F_U - F_V'$ (riga - PAL);
3ª riga: $F_U + F_V'$ (riga - NTSC);
4ª riga: $F_U - F_V'$ (riga - PAL) e così via.

In uno stadio sommatore, corrispondente all'uscita I del decodificatore (fig. 3), *all'inizio della riga 2* avremo:
$+F_U - F_V$, 2ª riga (riga PAL) pervenuto attraverso la « strada » diretta, e il segnale
$-F_U - F_V$ 1ª riga (riga NTSC) pervenuto attraverso la linea di ritardo.

La somma membro a membro di queste coppie di componenti darà:

$$+F_U - F_V + (-F_U - F_V) = -2F_V$$

Sempre in questo stadio sommatore (uscita I del decodificatore) *all'inizio della riga 3* avremo:
$+F_U + F_{V'}$ 3ª riga (riga NTSC) pervenuto attraverso la « strada » diretta ed il segnale
$-F_U + F_{V'}$ 2ª riga (riga PAL) pervenuto attraverso la linea di ritardo.

La somma di queste due coppie di componenti darà:

$$+F_U + F_V + (-F_U + F_V) = +2F_V$$

Vediamo cosa succede ai segnali che pervengono all'altro stadio sommatore (uscita II del demodulatore).

*Durante la riga 2* avremo:
$-F_U + F_V$ (segnale *diretto* della riga 2 ma invertito di fase dallo stadio invertitore);
ed inoltre:
$-F_U - F_V$ (segnale *ritardato* della riga 1 ma invertito di fase dalla linea di ritardo).

Sommando avremo:

$$-F_U + F_V + (-F_U - F_V) = -2F_U.$$

*Durante la riga 3* avremo:
$-F_U - F_V$ (segnale *diretto* della riga 3 ma invertito di fase),
$-F_U + F_V$ (segnale *ritardato* della riga 2 ma invertito di fase).

Sommando avremo:

$$-F_U - F_V + (-F_U + F_V) = -2F_U$$

e così via...

Alle uscite I e II del demodulatore avremo pertanto i segnali indicati in fig. 3.

Come si vede il circuito della linea di ritardo con i suoi stadi sommatori e invertitori effettua la separazione delle componenti in quadratura che formano il segnale di crominanza. Questo segnale infatti viene formato al trasmettitore sommando le due componenti in quadratura $F_U$ e $F_V$.

All'uscita I abbiamo infatti *solo* la componente $F_V$ mentre all'uscita II abbiamo *solo* la componente $F_U$. La polarità del segnale $F_V$ cambia di riga in riga.

Per la demodulazione di queste due componenti (più precisamente per estrarre dalle loro bande laterali i segnali differenza di colore R—Y (V) e B—Y (U)) è necessario che la loro fase si trovi in una ben determinata relazione con la fase della portante di riferimento prodotta dall'oscillatore a 4,43 MHz sincronizzato dal burst.

Il confronto tra le fasi di queste componenti e la fase della portante di riferimento dall'altro può essere fatto in diverse maniere.

Per esempio, si può regolare la fase della portante di riferimento in maniera che sia adatta alla demodulazione della componente $F_U$. In questo caso, siccome $F_V$ è spostata di fase di 90° rispetto a $F_U$ ed inoltre è invertita di polarità di riga in riga, per la sua corretta demodulazione bisognerà applicare al rispettivo demodulatore, una portante di riferimento sfasata di 90° rispetto a quella applicata al demodulatore del segnale $F_U$, ed inoltre commutata di 180° di riga in riga.

Un altro sistema di demodulazione consiste nell'applicare ai due demodulatori una portante di riferimento *con un identico valore di fase*. Per realizzare le condizioni di fase necessarie alla corretta demodulazione delle due componenti si sfasa di 90° la componente $F_U$ *prima* che questa venga applicata al rispettivo demodulatore e si commuta di riga in riga di 180° il segnale $F_V$ *prima* che questo venga applicato al rispettivo demodulatore.

La tensione necessaria per la commutazione di riga in riga della componente $F_V$ viene fornita di solito da un multivibratore pilotato da un impulso a frequenza di riga. Perchè questo multivibratore commuti esattamente la riga PAL viene ulteriormente sincronizzato in fase dall'impulso di identificazione ricavato dal burst. Com'è noto, il burst cambia di riga in riga di 90° la sua fase. Siccome l'inversione di polarità del segnale $F_V$ è sincronizzata in trasmissione con questa variazione di 90° della fase del burst, il multivibratore una volta correttamente sincronizzato sarà in grado di invertire al momento giusto la fase della componente $F_V$.

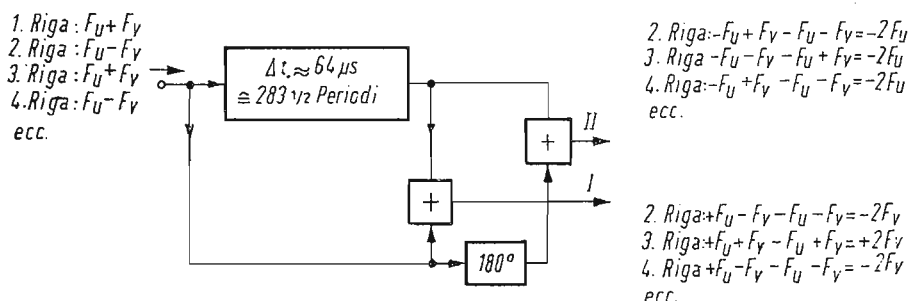



Fig. 3 - Scissione del segnale di crominanza nelle sue componenti in quadratura operata dal demodulatore a linea di ritardo.

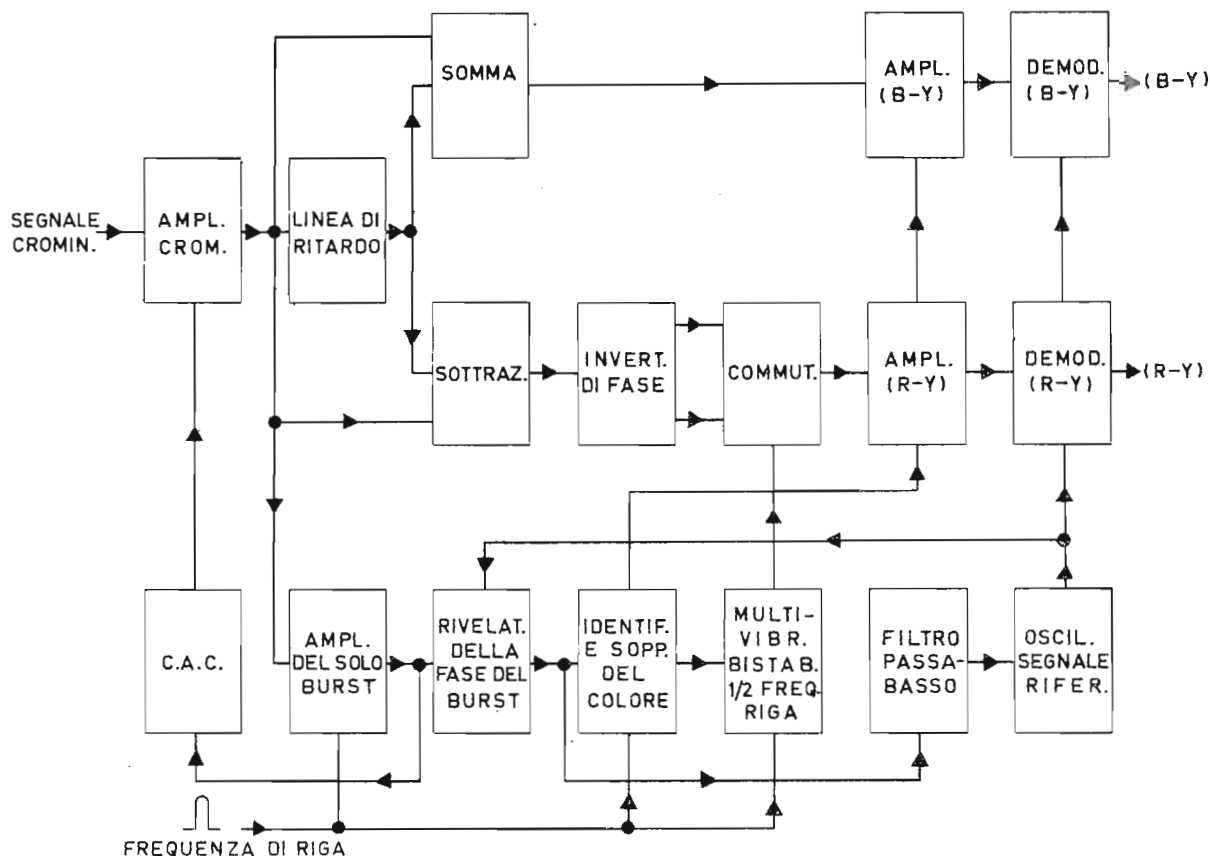



Fig. 4 - Schema a blocchi del decoder a transistori.

## 2 - REALIZZAZIONE PRATICA DEL DECODIFICATORE

Il decoder che stiamo per descrivere è a transistori, ed impiega la linea di ritardo DL 1.

Esso comprende:

1) L'amplificatore di crominanza con la linea di ritardo DL 1 e i due demodulatori sincroni equipaggiati con due diodi.

2) Un separatore-amplificatore del burst che fornisce il segnale al circuito per il controllo automatico del colore ed al discriminatore della fase del burst.

3) Un generatore della portante di riferimento controllato mediante quarzo e circuito a reattanza.

4) Un commutatore che inverte la fase della componente $F_V$ e i circuiti di identificazione della fase della commutazione della componente $F_V$ combinati con il circuito per la soppressione del colore (color killer).

Qui di seguito illustreremo più particolarmente questi circuiti esponendo le ragioni che hanno consigliato le soluzioni indicate.

## 3. CONSIDERAZIONI DI PROGETTO

### 3.1. Pilotaggio richiesto per gli amplificatori differenza di colore

Come risaputo, secondo il sistema PAL i due segnali differenza di colore R—Y (V) e B—Y (U), hanno una larghezza di banda identica a quella del segnale I del sistema NTSC. Gli amplificatori di questi segnali differenza di colore dovranno pertanto amplificare sufficientemente segnali con frequenza fino a circa 1,5 MHz.

Stando così le cose, per essere sicuri che il cinescopio risulti adeguatamente pilotato per esempio nel caso di riproduzione di un blu saturo bisognerà che all'ingresso dell'amplificatore differenza di colore (B—Y) venga applicato un segnale massimo di 8 $V_{pp}$.

Siccome il rapporto (R—Y)/(B—Y) per la riproduzione del rosso e del blu con la massima luminosità e saturazione è 0,8, per l'amplificatore differenza di colore (R—Y) si richiederà un segnale d'ingresso di 6,4 $V_{pp}$ supponendo naturalmente che gli stadi finali dei segnali (R—Y) e (B—Y) producano lo stesso valore di amplificazione.

Questi valori di tensione sono ottenuti direttamente dai demodulatori. Supponendo che i due demodulatori abbiano un rendimento $\eta = 0,8$, per il demodulatore del segnale (B—Y) si richiederà un segnale d'ingresso di 10 $V_{pp}$ mentre per il demodulatore del segnale (R—Y) si richiederà un segnale di ingresso di 8 $V_{pp}$.

### 2.2. Commutatore alternativo di riga

Nel sistema PAL il segnale di crominanza trasmesso è formato da due componenti: la componente $F_{(B-Y)}$ e la componente $F_{(R-Y)}$ che viene invertita di fase a righe alternate. Anche il segnale del burst non è più costantemente in opposizione di fase alla componente $F_{(B-Y)}$ come avviene nel sistema NTSC, ma è invece composto da una componente $F_{(R-Y)}$ che risulta invertita di fase a righe alternate e da una componente $F_{(B-Y)}$ che è *costantemente* in opposizione di fase a quella della componente $F_{(B-Y)}$.

Per fare in modo che la componente $F_{(R-Y)}$ del segnale di crominanza abbia lo stesso valore di fase in due righe successive è necessario introdurre un commutatore di fase funzionante alla frequenza di riga. Questo commutatore può essere inserito, come già detto, sia nel canale della componente $F_{(R-Y)}$ del segnale di crominanza sia nel circuito che porta il segnale di riferimento al demodulatore della componente $F_{(R-Y)}$.

L'ampiezza necessaria del segnale di riferimento (sottoportante rigenerata) iniettato nel demodulatore deve essere di circa 20 $V_{pp}$. Per commutare un siffatto segnale in righe successive si richiede ovviamente una discreta potenza.

E' quindi molto più elegante commutare la componente $F_{(R-Y)}$ *prima* dell'amplificatore che fornisce il segnale al

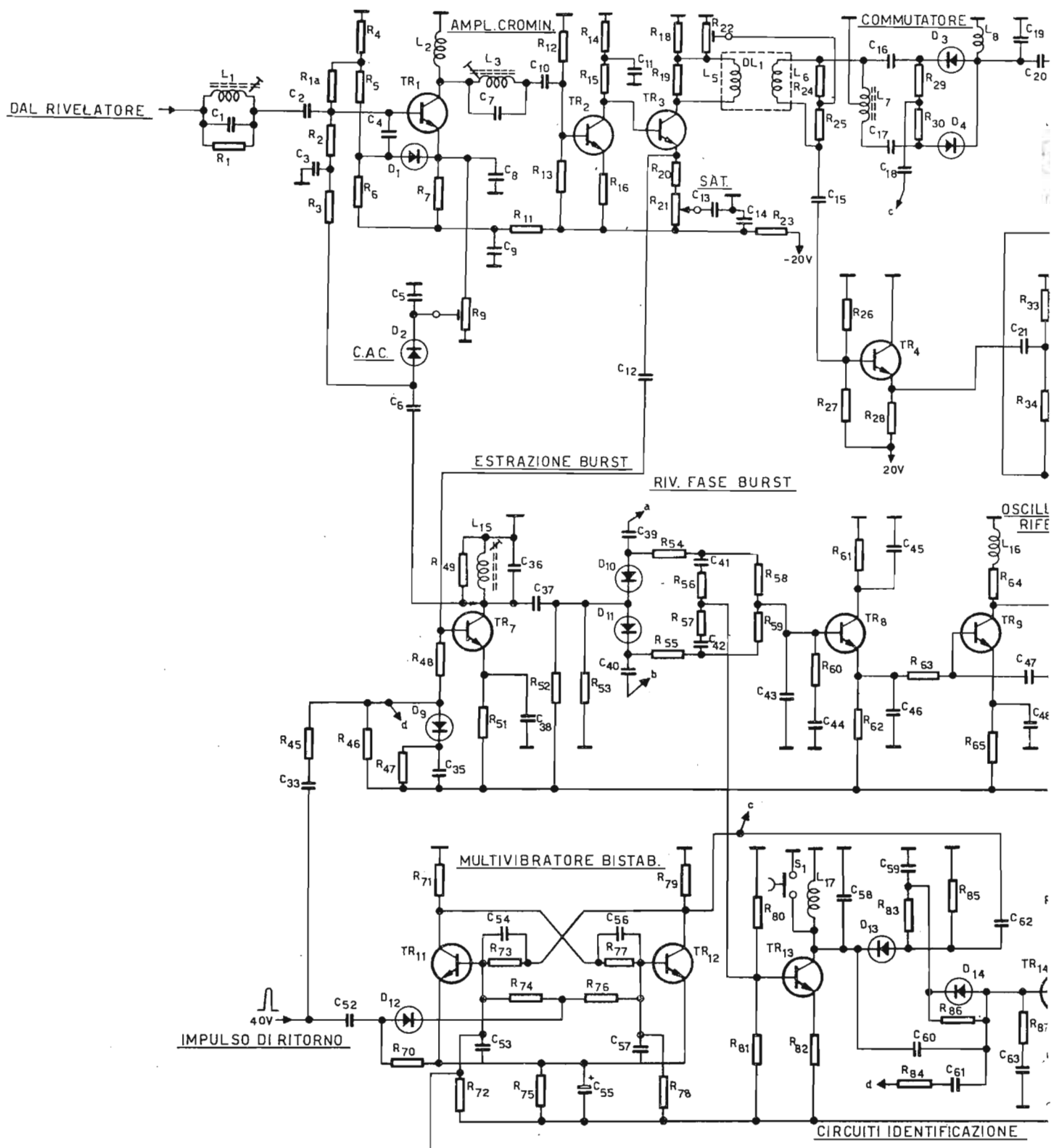



**Fig. 5 - Schema elettrico del decoder a transistori.**

demodulatore (R—Y). Siccome in quel punto il livello della componente $F_{(R-Y)}$ è molto basso (poche centinaia di mV) è evidente che per la sua commutazione si richiederà una potenza corrispondentemente ridotta.

Per attuare la commutazione nel canale della componente $F_{(R-Y)}$ è necessario poter disporre sia di una componente $F_{(R-Y)}$ positiva $[+F_{(R-Y)}]$ sia di una componente $F_{(R-Y)}$ negativa, e cioè $[-F_{(R-Y)}]$. Siccome all'uscita della linea di ritardo si ottiene per una data riga di scansione una sola polarità della componente $F_{(R-Y)}$, l'altra bisognerà ricavarla da un invertitore di fase inserito nel canale di di questo segnale. I segnali forniti da questo invertitore di fase dovranno essere perfettamente *identici in ampiezza*. Un'eventuale differenza di livello in questi due segnali produrrebbe sullo schermo del cinescopio il fenomeno conosciuto come le « barre di Hannover ».

## 2.3. L'amplificatore del segnale di crominanza

Il progetto dell'amplificatore di crominanza è strettamente connesso col sistema di regolazione della saturazione usato ed col segnale d'ingresso disponibile che dipende a sua volta dal controllo automatico del colore (C.A.C.).

### a) Controllo automatico del colore

Il comune rivelatore dei segnali di luminanza e di crominanza fornisce un segnale di $1\ V_{pp}$. Nel punto di prelievo del segnale di crominanza, il suddetto livello può scendere fino a $100\ mV_{pp}$; ciò può essere causato da una sintonia fine mal regolata o da un imperfetto adattamento dell'antenna. Un ulteriore abbassamento di questo livello fino a $25\ mV_{pp}$ può verificarsi in seguito alla regolazione del contrasto.

Per impedire che il segnale del burst all'uscita dell'amplificatore del segnale di crominanza dipenda da questi fattori, si munisce l'amplificatore di crominanza di un controllo automatico del guadagno (controllo automatico del colore) il quale provvede a mantenere l'uscita dell'amplificatore di crominanza pressochè costante tutte le volte che il segnale di ingresso supera il livello dei $25\ mV_{pp}$. Conseguenza: lo stadio d'ingresso dell'amplificatore di crominanza deve essere in grado di poter ricevere segnali che vanno da $25\ mV_{pp}$ a $1\ V_{pp}$ con un campo di controllo di 32 dB. Questo difficilmente può essere ottenuto con transistori convenzionali.

Il problema può essere risolto impiegando un prestadio a transistore preceduto da un attenuatore variabile. Questo ultimo potrebbe essere costituito da un diodo polarizzato *in senso diretto* il quale insieme ad un condensatore di accoppiamento collegato alla base del transistore del prestadio formerebbe un partitore di tensione. La tensione per la polarizzazione diretta del diodo verrebbe ottenuta in questo caso dal sistema di controllo automatico del colore.

### b) Regolazione della saturazione

Siccome il rapporto tra il segnale di crominanza ed il segnale di luminanza deve essere costante, questi segnali quando dovranno essere variati, lo dovranno essere proporzionalmente.

Nel televisore NTSC descritto nell'« Application information Philips » n. 238, il segnale di luminanza variava al variare del regolatore del contrasto ottenuto quest'ultimo mediante variazione dell'amplificazione dell'amplificatore R.F. e F.I., realizzata mediante il C.A.G. Conseguenza: anche la tensione d'ingresso dell'amplificatore di crominanza variava proporzionalmente ed era quanto si desiderava.

Anche nel circuito che descriveremo, le variazioni sono compensate dal sistema del controllo automatico del colore che mantiene il burst ad un livello costante come appunto desiderato. Ma ciò implica che anche il segnale di crominanza viene mantenuto ad un livello costante. Si dovranno

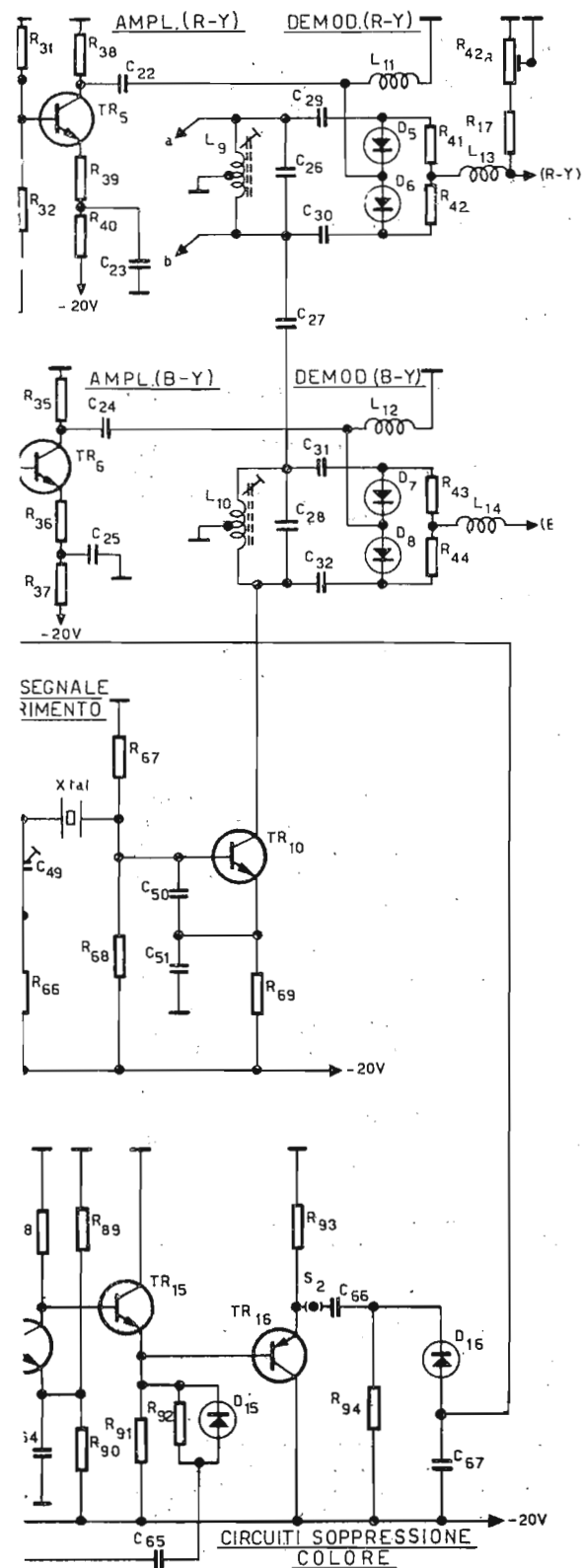
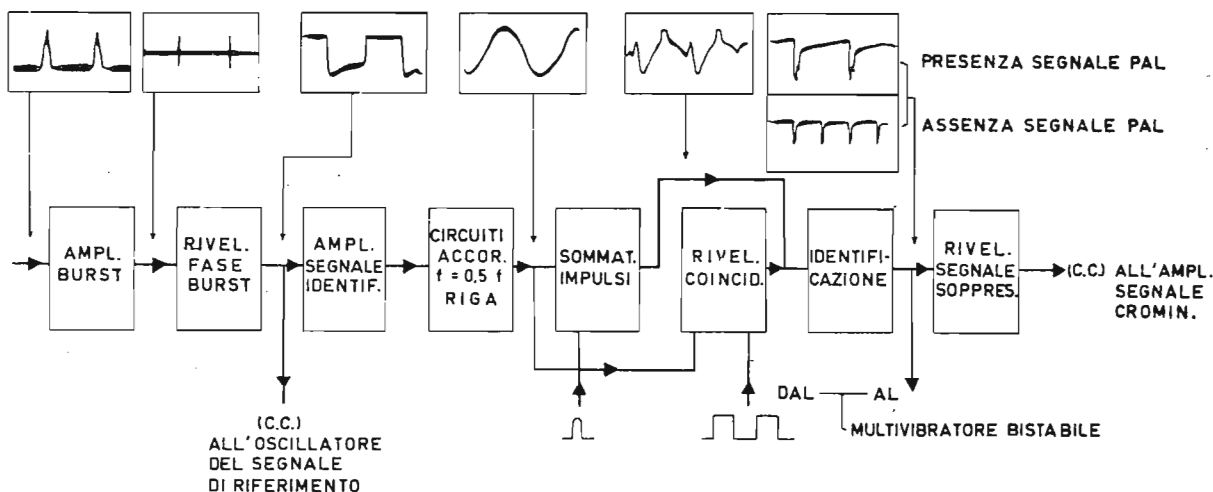



Fig. 6 - Oscillogrammi presenti sui circuiti di identificazione e soppressione del colore.

pertanto prendere delle misure per ristabilire la proporzionalità tra i segnali di luminanza e di crominanza. Ciò può essere ottenuto soltanto alterando il rapporto tra il burst ed il segnale di crominanza; il che può essere convenientemente effettuato *in qualche punto* dopo che il segnale del burst è stato applicato all'amplificatore del burst. A questo scopo, è stata introdotta nel terminale d'emettitore del transistore che alimenta la linea di ritardo una *reazione negativa regolabile* la quale può influenzare nella stessa misura sia la componente $F_{(R-Y)}$ che la componente $F_{(B-Y)}$. L'impiego della controreazione nello stadio che pilota la linea di ritardo offre i seguenti vantaggi:

— per l'amplificatore del burst si ottiene una sorgente di segnale a bassa impedenza;
— è disponibile un segnale del burst di notevole livello;
— il segnale del burst sull'emettitore non è influenzato dalla posizione del potenziometro della regolazione del contrasto.

## 2.4 Rigenerazione della portante del colore

Com'è noto, al trasmettitore la portante del colore viene soppressa. Nel ricevitore, per la rivelazione sincrona è richiesta la portante del colore nella giusta fase. La rigenerazione di questa portante del colore può essere ottenuta mediante un oscillatore con la sua fase agganciata a quella del burst attraverso un rivelatore di fase ed un controllo a reattanza.

## 2.5. Identificazione

La componente del burst invertita di fase (2.2.) contiene la informazione riguardo alla fase della componente $F_{(R-Y)}$ del segnale di crominanza.

Come già detto, perchè la componente $F_{(R-Y)}$ abbia la sua fase *uguale per tutte le righe* è necessario inserire un commutatore. Con i normali circuiti commutatori (per es. flip-flop) la fase del segnale commutante può risultare sbagliata già nel primo istante in cui si riceve il segnale di colore. E' assolutamente necessario quindi trovare un sistema che « rimetta a posto » il commutatore. Allo scopo può servire l'informazione ricavata dalla componente $F_{(R-Y)}'$ del burst. Questo segnale può essere ricavato all'uscita del rivelatore della fase del burst menzionato nella sezione 2.4. Ovviamente si suppone che il burst sia stato prelevato in un punto dell'amplificatore del segnale di crominanza (prima della linea di ritardo DL 1) dove siano ancora presenti le componenti $F_{(R-Y)}$ e $F_{(B-Y)}$ del segnale (sezione 2.3.).

Per ciò che riguarda il circuito di identificazione, il progetto dovrà sforzarsi di realizzare immunità dal rumore e funzionamento non critico.

L'immunità dal rumore può essere ottenuta impiegando un circuito accordato al quale può essere aggiunto eventualmente un circuito gating che blocchi il canale dell'identificazione nel caso non sia richiesto. Infatti se la fase della tensione di uscita del commutatore è corretta, l'identificazione non serve più. In questo caso è opportuno sopprimere addirittura il segnale di identificazione in quanto insieme a questo segnale potrebbe esserci anche il rumore che disturberebbe il funzionamento del commutatore.

## 2.6. Soppressione del colore

I circuiti che rendono inoperativi gli stadi della crominanza vengono solitamente chiamati *soppressori del colore* (color killers).

Questa soppressione del colore può essere richiesta per esempio:

— durante la ricezione di segnali in bianco e nero. In questo caso non viene ricevuto evidentemente nessun segnale del burst e ciò produrrebbe una elevata amplificazione del segnale di crominanza in quanto il controllo automatico del colore (C.A.C.) lavorerebbe con impulsi di rumore fluttuanti che ridurrebbero di poco l'amplificazione dell'amplificatore di crominanza.
Nel canale della crominanza il rumore viene demodulato ad ampiezze casuali ed a causa della banda stretta degli amplificatori differenza di colore, ciò può produrre estese zone colorate sullo schermo del cinescopio.
— Nel caso si abbiano segnali di antenna deboli e di conseguenza l'immagine ricevuta risulta al limite dell'accettabilità. Nel canale di crominanza abbiamo visto che il rumore produce delle zone colorate che certamente danno fastidio.
Siccome la larghezza di banda dell'amplificatore di luminanza è circa 4 MHz, le interferenze da rumore produrranno una granulosità fine molto meno visibile del rumore « colorato ».
— Nel caso che il circuito che pilota il commutatore di alternazione di riga venga rimesso a posto. In questo caso apparirebbero colori complementari che infastidirebbero notevolmente l'immagine.

In linea di principio, la soppressione del colore potrebbe interessare uno solo degli stadi amplificatori del segnale di crominanza. Siccome il burst viene prelevato dall'emettitore dello stadio che pilota la linea di ritardo (sezione 2.3.) la soppressione del colore verrà effettuata negli amplificatori che precedono i demodulatori.

## 3. DESCRIZIONE DEL CIRCUITO

In fig. 4 è riportato lo schema a blocchi del decoder disposto in base alle considerazioni sopraesposte. Qui di seguito discuteremo brevemente soltanto alcuni dettagli. In fig. 5 è riportato il circuito completo.

### 3.1 L'amplificatore di crominanza

Il segnale di crominanza proveniente dal rivelatore comune dei segnali di luminanza e crominanza viene portato per mezzo della trappola audio $L_1$ $C_1$ sulla base del transistore $TR_1$

L'impedenza di collettore di $TR_1$ ($R_{12} \| R_{11}$) è circa 2 kΩ e di conseguenza la banda passante sarà circa 1 MHz. Per la soppressione della portante audio (5,5 MHz) vengono usate due trappole ($L_1$ e $L_3$).

Siccome l'impedenza d'ingresso di un $TR_1$ al limite inferiore delle sue caratteristiche è pressappoco uguale all'impedenza di collettore di $TR_1$, se $TR_1$ dovesse pilotare direttamente $TR_3$ le variazioni di guadagno di $TR_3$ verrebbero annullate dalle variazioni dell'impedenza di carico di $TR_1$.

Questo è il motivo per cui è stato inserito tra $TR_1$ e $TR_3$ il transistore $TR_2$. L'impedenza d'uscita di quest'ultimo è tanto bassa che le variazioni dell'impedenza d'ingresso di $TR_3$ hanno trascurabile effetto su di essa.

Il transistore $TR_3$ rappresenta una sorgente di corrente costante che serve per pilotare la linea di ritardo $DL_1$.

La componente $F_{(R-Y)}$ del segnale di crominanza presente ad una delle due uscite della matrice della linea di ritardo viene applicata al trasformatore $L_7$ che provvede a fornire *contemporaneamente* la componente $F_{(R-Y)}$ con segno positivo $+F_{(R-Y)}$ e con segno negativo $-F_{(R-Y)}$. E' della massima importanza che la capacità distribuita del trasformatore sia molto bassa in maniera da non poter variare il tempo di ritardo ($\tau$) della linea. L'induttanza di $L_7$ è inoltre scelta in maniera da neutralizzare quasi del tutto sia la capacità di cablaggio che la capacità d'ingresso di $TR_5$.

Mediante il commutatore formato dai due diodi $D_3$ e $D_4$ e azionato da onde quadre con frequenza metà della frequenza di riga è possibile applicare al successivo stadio amplificatore $TR_5$ *per tutte le righe* la componente $F_{(R-Y)}$ con segno positivo, e cioè $+F_{(R-Y)}$.

E' della massima importanza che nessuna radiazione proveniente dal rigeneratore della sottoportante possa raggiungere l'ingresso e i circuiti crominanza *prima* del commutatore-invertitore di fase. Ciò potrebbe infatti produrre in righe successive *ribaltamenti* alternativamente positivi e negativi della componente $F_{(R-Y)}$ del segnale di crominanza.

La componente $+F_{(R-Y)}$ viene successivamente amplificata di nuovo e poi demodulata.

Viene qui inserito il resistore variabile $R_{42a}$ che serve a « togliere » i fattori di riduzione applicati ai segnali differenza di colore in sede di trasmissione.

La componente $F_{(B-Y)}$ del segnale di crominanza presente alla seconda uscita della matrice della linea di ritardo viene applicata all'amplificatore $TR_6$ attraverso l'emitter follower $TR_4$ per il fatto che l'aggiunta all'impedenza di terminazione della linea di ritardo di una componente reattiva potrebbe produrre degli inconvenienti.

### 3.2. Separazione del burst e controllo automatico del colore (C.A.C.)

#### 3.2.1. Separazione del burst

Per separare il burst dal segnale di crominanza completo vengono applicati alla base dell'amplificatore del burst $TR_7$ sia un impulso-chiave (gating pulse) sia il segnale di crominanza ricavato dall'emettitore di $TR_3$ (sezione 2.3). A questo impulso-chiave viene data l'esatta forma richiesta mediante il diodo $D_9$ e la combinazione RC, $C_{12}/R_{48}$.

La combinazione RC $R_{47}/C_{35}$ è stata inserita per ottenere la tensione di polarizzazione per $TR_7$.

La tensione di uscita dell'amplificatore del burst viene applicata al rivelatore di fase ($D_{10}$, $D_{11}$) ed al rivelatore del C.A.C. $D_2$.

#### 3.2.2. Controllo automatico del colore (C.A.C.)

Il circuito del controllo automatico del colore (C.A.C.) assicura un segnale di crominanza con ampiezza costante. Il punto di riferimento di questo circuito è *l'ampiezza* del segnale del burst. La tensione C.A.C. che aumenta in

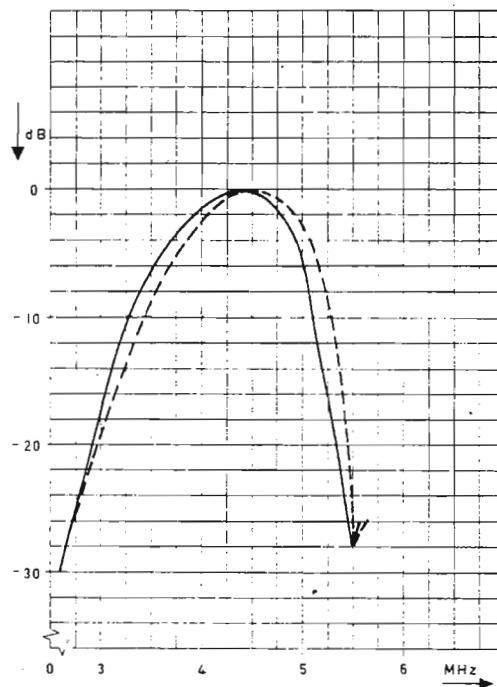



**Fig. 7 - Curva della banda passante dell'amplificatore di crominanza misurata tra l'ingresso ed il punto 8.**

senso negativo viene derivata dal collettore di $TR_7$ attraverso il diodo $D_2$, e successivamente applicata alla base del transistore $TR_1$ attraverso i resistori $R_2 + R_3$. Questa tensione C.A.C. tende a ridurre la corrente circolante nel transistore $TR_1$. Conseguenza: il potenziale sull'emettitore di $TR_1$ diminuirà e farà entrare in conduzione il diodo $D_1$. *In questa maniera, questo diodo polarizzato in senso diretto formerà insieme al condensatore $C_2$ di bassa capacità un partitore di tensione.*

Il rivelatore del C.A.C. ($D_2$ e $R_9$) al posto di essere ritornato alla linea di alimentazione di $-15$ V è stato ritornato sull'emettitore di $TR_1$ per impedire una reazione negativa in c.c. di emettitore causata da $R_7$. In questa maniera è possibile ottenere una curva di regolazione abbastanza piatta. Il potenziometro della tensione di soglia del C.A.C. ($R_9$) regola l'ampiezza del segnale di crominanza all'uscita del rispettivo amplificatore.

### 3.4. Circuito di identificazione

Il segnale di identificazione disponibile all'uscita del rivelatore della fase del burst (punto di collegamento tra $R_{56}$ e $R_{57}$) ha la forma di un'onda quadra con frequenza metà di quella di riga. Questo segnale viene amplificato da $TR_{13}$.

Successivamente questo segnale viene applicato ad un circuito accordato a metà frequenza di riga formato da $L_{17}$ e $C_{58}$ ($Q = 15$). Questo circuito accordato produce un ottimo filtraggio delle componenti di rumore indesiderate ed assicura un buon funzionamento dei circuiti di identificazione e di soppressione del colore (color killing) anche nel caso di un segnale di crominanza molto disturbato. La tensione sinusoidale presente ai capi del circuito accordato non viene applicata direttamente al circuito che pilota il commutatore, e cioè al multivibratore bistabile $TR_{11}$, $TR_{12}$. Essa viene invece usata per formare un *nuovo segnale di identificazione* avente basso rumore ed accurata cadenza. Ciò si ottiene effettuando una successiva selezione degli impulsi di ritorno della base dei tempi di riga.

Il segnale viene trattato nella seguente maniera: la tensione sinusoidale presente ai capi del circuito accordato viene applicata attraverso un altro condensatore ($C_{60}$) alla base del transistore $TR_{14}$. Essa, in questo punto del circuito risulta spostata di fase in maniera che l'impulso di ritorno di riga appare sul picco dell'onda sinusoidale stessa. Attraverso un altro condensatore ($C_{61}$), vengono

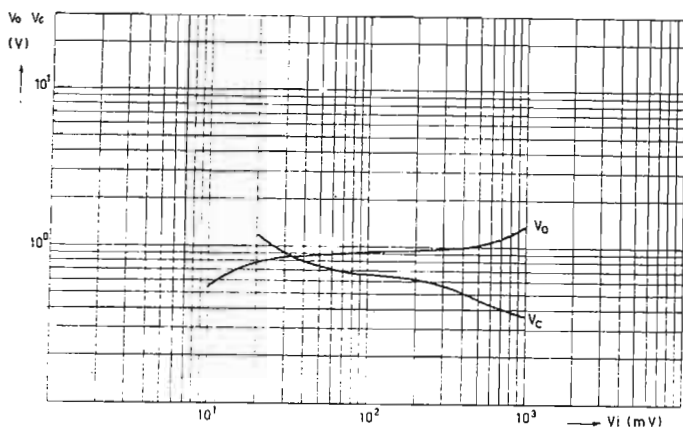



**Fig. 8 - Tensione di uscita $V_o$ del transistore che pilota la linea di ritardo e tensione di controllo $V_c$ in funzione della tensione d'ingresso dell'amplificatore di crominanza.**

applicati a questo segnale anche impulsi di ritorno positivi.

Gli impulsi di ritorno che si trovano sulla « vetta » positiva dell'onda sinusoidale possono portare in conduzione il diodo emettitore-base di $TR_{14}$ e di conseguenza sul collettore di quest'ultimo compariranno impulsi negativi con metà frequenza di riga. In fig. 6 è indicato uno schema a blocchi sul quale sono riportati gli oscillogrammi caratteristici presenti nei vari punti del circuito. Questi impulsi vengono applicati al multivibratore bistabile tramite l'emitter follower $TR_{15}$ e il diodo $D_{15}$ e di conseguenza *la fase* dell'onda quadra generata dal multivibratore sarà determinata dagli impulsi di identificazione.

Come già spiegato nella sezione 2.5, è preferibile che, se la fase dell'onda quadra risulta corretta, gli impulsi di identificazione vengano eliminati. Per ottenere ciò si collega al circuito accordato anche un rivelatore di coincidenza il quale essenzialmente non è altro che un circuito « clamp ». Questo rivelatore confronta la fase dell'onda quadra ottenuta dal multivibratore bistabile con la fase dell'onda sinusoidale. Il funzionamento di questo circuito è il seguente: se ai capi del circuito accordato non è presente nessuna tensione sinusoidale (ricezione del bianco e nero) la tensione a onda quadra è tagliata via a potenziale zero.

La tensione d'uscita c.c. risultante, presente alla giunzione di $R_{63}$ e $C_{59}$ ha un valore positivo rispetto alla linea di alimentazione a —20 V. Il valore della tensione continua così ottenuta è determinato dal valore medio dell'onda quadra applicata. Questa tensione rappresenta per $TR_{14}$ una polarizzazione per cui risulteranno amplificati gli impulsi di ritorno anch'essi applicati alla base del transistore.

Nel caso in cui sia presente la tensione sinusoidale la tensione d'uscita del multivibratore verrà tagliata a seconda della fase dell'onda quadra applicata o in corrispondenza del passaggio per lo zero dell'onda sinusoidale — e cioè a potenziale di terra — oppure in corrispondenza della cresta dell'onda sinusoidale.

La tensione continua che si genera in questo ultimo caso è meno positiva rispetto alla linea di alimentazione a —20 V della tensione continua dipendente dall'ampiezza dell'onda quadra.

Il potenziale sull'emettitore di $TR_{14}$ assicura che il transistore venga bloccato nel caso in cui la tensione continua prodotta sia minima rispetto a quella della linea di alimentazione a —20 V. Di conseguenza nessun impulso di identificazione apparirà al collettore. Questa situazione corrisponde al caso in cui il commutatore lavori con la fase corretta.

Quando invece la fase di commutazione del commutatore è sbagliata, la tensione d'uscita del rivelatore diventa più positiva, supera la tensione di emettitore di $TR_{14}$, facendolo entrare in conduzione e facendo quindi apparire sul collettore di quest'ultimo impulsi negativi a metà frequenza di riga. Questi impulsi riportano in passo il multivibratore bistabile.

Il segnale d'ingresso dell'amplificatore di crominanza deve essere almeno 20 $mV_{pp}$ per essere sicuri che il circuito di identificazione lavori a dovere. Se i disturbi sono forti, si richiede un segnale d'ingresso più forte. Il diodo $D_{14}$ taglia il segnale di base di $TR_{14}$ ad un livello determinato dal rivelatore di coincidenza. Ciò assicura che gli impulsi di ritorno sulla cresta del segnale sinusoidale siano sempre al livello d'uscita c.c. del rivelatore e di conseguenza migliorino la stabilità del circuito.

### 3.5. Soppressione del colore

Il funzionamento del circuito che blocca il canale del colore è combinato con quello del circuito di identificazione.

Come già detto al paragrafo 3.4. sul collettore di $TR_{14}$ saranno presenti impulsi diretti in senso negativo nel caso in cui:
— si riceva una trasmissione in bianco e nero;
— il segnale d'antenna sia debole;
— il circuito che pilota il commutatore alternativo di riga venga riportato in passo.

Questi impulsi negativi vengono portati alla base del $TR_{16}$ tramite $TR_{15}$.

Gli impulsi vengono raddrizzati da $D_{16}$ e la tensione negativa risultante con valore di —3,5 V rispetto ai —20 V dell'alimentazione, blocca i transistori $TR_5$ e $TR_6$.

Per bloccare i transistori $TR_5$ e $TR_6$ le tensioni di base debbono essere rese negative rispetto alla tensione di alimentazione di —20 V. Ciò richiede dall'emitter follower una corrente relativamente elevata. Ma durante gli impulsi negativi il valore della corrente dell'emitter follower (npn) viene ridotta e ciò controbilancia la precedente richiesta. L'inserimento di $TR_{16}$ di tipo pnp risolve appunto questo problema.

## 4. MESSA A PUNTO DEL DECODER

Dovranno essere fatte le seguenti messe a punto:
1) Controllo dell'ampiezza e della fase del segnale di riferimento applicato ai demodulatori sincroni.
2) Controllo della frequenza della portante del colore.
3) Controllo della matrice della linea di ritardo.
4) Controllo del rapporto tra i segnali differenza di colore (R—Y) e (B—Y).
5) Taratura delle trappole audio nell'amplificatore di crominanza.

La procedura suggerita è la seguente:
1) Applicare una tensione sinusoidale con frequenza della portante del colore e con ampiezza di circa 50 $mV_{pp}$ all'ingresso dell'amplificatore di crominanza.
2) Collegare un oscilloscopio al condensatore di accoppiamento di 33 pF del demodulatore (R—Y) e accordare i circuiti dei demodulatori $L_9$ e $L_{10}$ per il massimo segnale su questo punto.
3) Chiudere completamente il trimmer $C_{49}$ e osservare l'uscita del demodulatore (R—Y) e regolare mediante $R_{22}$ la tensione di uscita per il minimo.
4) Collegare un oscilloscopio all'uscita del demodulatore (B—Y), cortocircuitare il circuito accordato che si trova nel collettore di $TR_7$, togliere S2 e aprire il trimmer $C_{49}$ fino a quando la differenza di frequenza tra l'oscillatore ed il segnale della portante del colore applicato diventi zero.
5) Togliere il cortocircuito nel collettore di $TR_7$ e togliere il segnale della portante del colore dall'ingresso.
6) Applicare all'ingresso un segnale di crominanza a barre colorate avente un'ampiezza di circa 1 $V_{pp}$.
7) Regolare mediante $R_9$ al valore di 1 $V_{pp}$ la tensione sull'emettitore di $TR_3$.
8) Osservare mediante un oscilloscopio la tensione di uscita del demodulatore (R—Y) e cortocircuitare il potenziometro $R_{22}$.
9) Accordare $L_{15}$ per linee uguali durante righe successive.
10) Regolare a 1,5 $V_{pp}$ mediante $R_9$ la tensione sull'emettitore di $TR_3$.
11) Regolare al giunsto valore mediante $R_{42}$, il rapporto tra il segnale differenza di colore (R—Y) ed il segnale differenza di colore (B—Y).
12) Togliere dall'ingresso il segnale di crominanza a barre colorate ed applicarvi il segnale a 5,5 MHz.

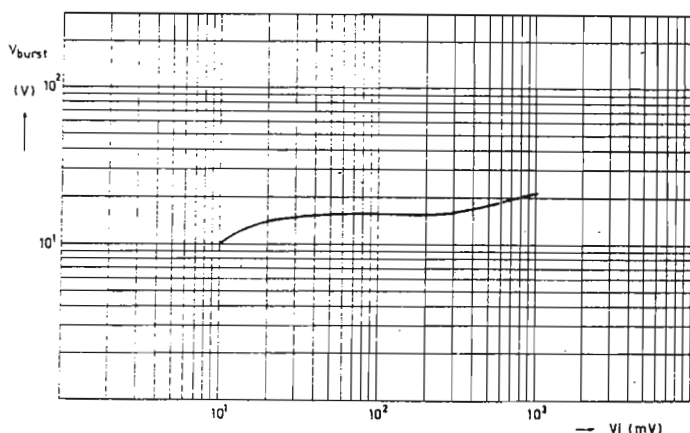



**Fig. 9 - Tensione di uscita dell'amplificatore del burst $V_{burst}$ (punto 11) in funzione del segnale d'ingresso dell'amplificatore di crominanza.**

13) Collegare un oscilloscopio alla base di $TR_3$ ed accordare le trappole $L_1$ e $L_3$ per il minimo valore di tensione su questo punto.

Un altro sistema di taratura potrebbe essere il seguente:

1) All'ingresso viene applicato un segnale di crominanza a barre colorate con un'ampiezza di 50 $mV_{pp}$.
2) Il circuito accordato $L_{15}$, $C_{36}$ nell'amplificatore « gated » del burst viene posto in cortocircuito ed il soppressore del colore (colore killer) viene messo fuori funzionamento mediante $S_2$. Controllare la frequenza esatta dell'oscillatore mediante $C_{49}$.
3) Accordare i circuiti demodulatori ($L_9$, $L_{10}$) per il massimo segnale di riferimento sul punto di collegamento del condensatore $C_{27}$ ed il demodulatore (R—Y).
4) Togliere il corto-circuito nello stadio gated del burst e cortocircuitare il potenziometro della matrice $R_{22}$ osservando nello stesso tempo il segnale (R—Y) all'uscita del demodulatore. Controllare $L_{15}$ per segnali disuguali durante righe successive.
5) Togliere il corto-circuito di $R_{22}$. Regolare $R_{22}$ per segnali uguali durante righe successive.
6) Cortocircuitare di nuovo $R_{22}$ e regolare $L_{15}$ per segnali uguali su righe adiacenti.
7) Togliere il corto-circuito di $R_{22}$. Regolare $R_9$ per un 1,5 $V_{pp}$ di segnale di crominanza sull'emettitore di $TR_3$ con un segnale d'ingresso di circa 1 $V_{pp}$.
8) Eseguire i punti 11, 12 e 13 del precedente sistema di messa a punto.

## 5. RISULTATI DELLE MISURE

a) La fig. 7 dà le curve della banda passante dell'amplificatore di crominanza misurata tra l'ingresso ed il punto 5, in condizioni di massimo guadagno e con un guadagno ridotto di 14 dB (curva tratteggiata). L'intrappolamento del suono è 28 dB.

b) La fig. 8 dà la curva della banda passante dell'amplificatore di crominanza misurata tra l'ingresso ed il punto 8.

c) In fig. 8 sono riportate la tensione di uscita $V_o$ del transistore che pilota la linea di ritardo e la tensione di controllo $V_c$ in funzione della tensione d'ingresso dell'amplificatore di crominanza.

d) In fig. 9 è riportata la tensione di uscita dell'amplificatore del burst $V_{burst}$ (punto 11) in funzione del segnale d'ingresso dell'amplificatore di crominanza.

e) Quadagni tipici di transistori:

| | | |
|---|---|---|
| $TR_1$ | dalla base al collettore | 40 × |
| $TR_2$ | dalla base al collettore | 3,75 × |
| $TR_3$ | dalla base al collettore | 1 × |
| $TR_5$ | dalla base al collettore | 15 × |
| $TR_6$ | dalla base al collettore | 15 × |

(1) Sono cioè solo **le bande laterali** delle portanti in quadratura modulate dai segnali differenza di colore del blu (segnale B—Y oppure U) e del rosso (R—Y oppure V).

(2) $F_U$ viene chiamata componente perchè in realtà è uno dei due segnali in quadratura che formano il segnale di crominanza.

**BOBINE**

**Tutte le bobine sono avvolte « in bifilare »**

**$L_1$ = 5.6 μH $Q_o$ = 160 alla $f_o$ = 5.5 MHz**
**25 spire di filo a trefolo 36 x 0.03**
**nucleo di ferroxcube K5 120 02 (4D)**
**supporto AP 3016/02**
**$L_2$ = 20 μH bobina in aria**
**$L_3$ = 6.6 μH $Q_o$ = 136 alla $f_o$ = 5.5 MHz**
**30 spire di filo a trefolo 36 x 0.03**
**nucleo in ferroxcube K5 120 02 (4D)**
**supporto AP 3016/02**
**$L_7$ = 2 x 51 spire di filo rame smaltato ricoperto seta 0.15 mm ∅**
**$L_8$ = 5 μH bobina in aria**
**$L_9$ = $L_{10}$ = 2 x 20 spire di filo rame smaltato 0.15 mm ∅ (A.I. 238)**
**$L_{11}$ = 200 μH bobina in aria**
**$L_{12}$ = 200 μH bobina in aria**
**$L_{13}$ = 350 μH bobina in aria**
**$L_{14}$ = 350 μH bobina in aria**
**$L_{15}$ = 3.85 μH $Q_o$ = 60 alla 4.43 MHz**
**20 spire di filo rame smaltato ricoperto di seta 0.15 mm ∅**
**nucleo in ferroxcube K5 120 02 (4D)**
**supporto AP 3016/02**
**$L_{16}$ = 1 mH bobina in aria**
**$L_{17}$ = 50 mH bobina in aria**

| TRANSISTORI | | DIODI | |
|---|---|---|---|
| $TR_1$ | BF195 | $D_1$ | BA100 |
| $TR_2$ | BF194 | $D_2$ | AA119 |
| $TR_3$ | BF194 | $D_3$ | 2 x AA119 |
| $TR_4$ | BF194 | $D_4$ | |
| $TR_5$ | BF194 | $D_5$ | 2 x AA119 |
| $TR_6$ | BF194 | $D_6$ | |
| $TR_7$ | BC107 | $D_7$ | 2 x AA119 |
| $TR_8$ | BC108 | $D_8$ | |
| $TR_9$ | BC107 | $D_9$ | OA85 |
| $TR_{10}$ | BC107 | $D_{10}$ | BAY38 |
| $TR_{11}$ | BC108 | $D_{11}$ | BAY38 |
| $TR_{12}$ | BC108 | $D_{12}$ | OA85 |
| $TR_{13}$ | BC107 | $D_{13}$ | BA148 |
| $TR_{14}$ | BC108 | $D_{14}$ | BA148 |
| $TR_{15}$ | BC108 | $D_{15}$ | BA148 |
| $TR_{16}$ | AC132 | $D_{16}$ | BA148 |

**RESISTORI**

**(350 V a carbone ± 5 %, 1/4 W, salvo diversamente indicato)**

| | | |
|---|---|---|
| $R_1$ | = | 2.2 kΩ |
| $R_{1a}$ | = | 33 kΩ |
| $R_2$ | = | 12 kΩ |
| $R_3$ | = | 10 kΩ |
| $R_4$ | = | 15 kΩ |
| $R_5$ | = | 3.3 kΩ |
| $R_6$ | = | 2.7 kΩ |
| $R_7$ | = | 1.2 kΩ |
| $R_9$ | = | 10 kΩ potenziometro trimmer ± 20 % 0.15 W |
| $R_{11}$ | = | 100 kΩ |
| $R_{12}$ | = | 22 kΩ |
| $R_{13}$ | = | 2.7 kΩ |
| $R_{14}$ | = | 560 kΩ |
| $R_{15}$ | = | 470 kΩ |
| $R_{16}$ | = | 120 kΩ |
| $R_{17}$ | = | 6.8 kΩ |
| $R_{18}$ | = | 18 Ω |
| $R_{19}$ | = | 150 Ω |
| $R_{20}$ | = | 56 Ω |
| $R_{21}$ | = | 300 Ω potenziometro lineare ± 20 % 0.15 W |
| $R_{22}$ | = | 220 Ω potenziometro trimmer ± 20 % 0.25 W |
| $R_{23}$ | = | 180 Ω |
| $R_{24}$ | = | 75 Ω 2 x 150 Ω in parallelo |
| $R_{25}$ | = | 75 Ω 2 x 150 Ω in parallelo |
| $R_{26}$ | = | 47 kΩ |
| $R_{27}$ | = | 47 kΩ |
| $R_{28}$ | = | 3.3 kΩ |
| $R_{29}$ | = | 5.6 kΩ |
| $R_{30}$ | = | 5.6 kΩ |
| $R_{31}$ | = | 47 kΩ |
| $R_{32}$ | = | 3.3 kΩ |
| $R_{33}$ | = | 47 kΩ |
| $R_{34}$ | = | 3.3 kΩ |
| $R_{35}$ | = | 1.8 kΩ |
| $R_{36}$ | = | 68 Ω |
| $R_{37}$ | = | 330 Ω |
| $R_{38}$ | = | 1.8 kΩ |
| $R_{39}$ | = | 68 Ω |

| | | |
|---|---|---|
| $R_{40}$ | = | 330 Ω |
| $R_{41}$ | = | 5.6 kΩ |
| $R_{42}$ | = | 5.6 kΩ |
| $R_{43}$ | = | 5.6 kΩ |
| $R_{44}$ | = | 5.6 kΩ |
| $R_{45}$ | = | 18 kΩ |
| $R_{46}$ | = | 3.3 kΩ |
| $R_{47}$ | = | 47 kΩ |
| $R_{48}$ | = | 3.3 kΩ |
| $R_{49}$ | = | 2.2 kΩ |
| $R_{51}$ | = | 1 kΩ |
| $R_{52}$ | = | 6.8 kΩ |
| $R_{53}$ | = | 68 kΩ |
| $R_{54}$ | = | 10 kΩ |
| $R_{55}$ | = | 10 kΩ |
| $R_{56}$ | = | 100 kΩ |
| $R_{57}$ | = | 100 kΩ |
| $R_{58}$ | = | 470 kΩ |
| $R_{59}$ | = | 470 kΩ |
| $R_{60}$ | = | 47 kΩ |
| $R_{61}$ | = | 18 kΩ |
| $R_{62}$ | = | 10 kΩ |
| $R_{63}$ | = | 1 kΩ |
| $R_{64}$ | = | 4.7 kΩ |
| $R_{65}$ | = | 470 Ω |
| $R_{66}$ | = | 33 Ω |
| $R_{67}$ | = | 18 kΩ |
| $R_{68}$ | = | 18 kΩ |
| $R_{69}$ | = | 560 Ω |
| $R_{70}$ | = | 39 kΩ |
| $R_{71}$ | = | 1.5 kΩ |
| $R_{72}$ | = | 22 kΩ |
| $R_{73}$ | = | 27 kΩ |
| $R_{74}$ | = | 12 kΩ |
| $R_{75}$ | = | 270 Ω |
| $R_{76}$ | = | 12 kΩ |
| $R_{77}$ | = | 27 kΩ |
| $R_{78}$ | = | 22 kΩ |
| $R_{79}$ | = | 1.5 kΩ |
| R[illegible] | = | 390 kΩ |
| $R_{81}$ | = | 100 kΩ |
| $R_{82}$ | = | 2.2 kΩ |
| $R_{83}$ | = | 180 kΩ |
| $R_{84}$ | = | 68 kΩ |
| $R_{85}$ | = | 470 kΩ |
| $R_{86}$ | = | 820 kΩ |
| $R_{87}$ | = | 47 kΩ |
| $R_{88}$ | = | 47 kΩ |
| $R_{89}$ | = | 10 kΩ |
| $R_{90}$ | = | 10 kΩ |
| $R_{91}$ | = | 2.2 kΩ |
| $R_{92}$ | = | 180 kΩ |
| $R_{93}$ | = | 1 kΩ |
| $R_{94}$ | = | 1.8 kΩ |
| $R_{42a}$ | = | 47 kΩ potenziometro trimmer ± 20 % 0.25 W |

| | | | | | |
|---|---|---|---|---|---|
| $C_1$ | = | 150 pF | 40 V; | ± 2 % | ceramico |
| $C_2$ | = | 33 pF | 40 V; | ± 2 % | ceramico |
| $C_3$ | = | 100 nF | 250 V; | ± 20 % | poliestere |
| $C_4$ | = | 100 nF | 250 V; | ± 20 % | poliestere |
| $C_5$ | = | 100 nF | 250 V; | ± 20 % | poliestere |
| $C_6$ | = | 10 nF | 250 V; | ± 20 % | poliestere |
| $C_7$ | = | 120 pF | 40 V; | ± 2 % | ceramico |
| $C_8$ | = | 470 nF | 250 V; | ± 20 % | poliestere |
| $C_9$ | = | 330 nF | 250 V; | ± 20 % | poliestere |
| $C_{10}$ | = | 1 nF | 40 V; | — 20 % + 100 % | ceramico |
| $C_{11}$ | = | 100 nF | 250 V; | ± 20 % | poliestere |
| $C_{12}$ | = | 270 pF | 40 V; | ± 10 % | ceramico |
| $C_{13}$ | = | 470 nF | 250 V; | ± 20 % | poliestere |
| $C_{14}$ | = | 470 nF | 250 V; | ± 20 % | poliestere |
| $C_{15}$ | = | 10 nF | 40 V; | — 20 % + 100 % | ceramico |
| $C_{16}$ | = | 470 pF | 40 V; | ± 10 % | ceramico |
| $C_{17}$ | = | 470 pF | 40 V; | ± 10 % | ceramico |
| $C_{18}$ | = | 10 nF | 40 V; | — 20 % + 100 % | ceramico |
| $C_{19}$ | = | 220 pF | 40 V | ± 10 % | ceramico |
| $C_{20}$ | = | 1 nF | 40 V; | — 20 % + 100 % | ceramico |
| $C_{21}$ | = | 1 nF | 40 V; | — 20 % + 100 % | ceramico |
| $C_{22}$ | = | 10 nF | 40 V; | — 20 % + 100 % | ceramico |
| $C_{23}$ | = | 100 nF | 250 V; | ± 20 % | poliestere |
| $C_{24}$ | = | 10 nF | 40 V; | — 20 % + 100 % | ceramico |
| $C_{25}$ | = | 100 nF | 250 V; | ± 20 % | poliestere |
| $C_{26}$ | = | 180 pF | 500 V; | ± 5 % | mica |
| $C_{27}$ | = | 33 pF | 40 V; | ± 2 % | ceramico |
| $C_{28}$ | = | 180 pF | 500 V; | ± 5 % | mica |
| $C_{29}$ | = | 27 pF | 40 V; | ± 2 % | ceramico |
| $C_{30}$ | = | 27 pF | 40 V; | ± 2 % | ceramico |
| $C_{31}$ | = | 27 pF | 40 V; | ± 2 % | ceramico |
| $C_{32}$ | = | 27 pF | 40 V; | ± 2 % | ceramico |
| $C_{33}$ | = | 100 nF | 250 V; | ± 20 % | poliestere |
| $C_{35}$ | = | 100 nF | 250 V; | ± 20 % | poliestere |
| $C_{36}$ | = | 330 pF | 40 V; | ± 10 % | ceramico |
| $C_{37}$ | = | 820 pF | 500 V; | — 20 % + 50 % | ceramico |
| $C_{38}$ | = | 1 μF | 250 V; | ± 20 % | poliestere |
| $C_{39}$ | = | 1 nF | 500 V; | — 20 % + 50 % | ceramico |
| $C_{40}$ | = | 1 nF | 500 V; | — 20 % + 50 % | ceramico |
| $C_{41}$ | = | 1 nF | 500 V; | — 20 % + 50 % | ceramico |
| $C_{42}$ | = | 1 nF | 500 V; | — 20 % + 50 % | ceramico |
| $C_{43}$ | = | 5.6 nF | 63 V; | ± 10 % | polistirene |
| $C_{44}$ | = | 150 nF | 250 V; | ± 20 % | poliestere |
| $C_{45}$ | = | 100 nF | 250 V; | ± 20 % | poliestere |
| $C_{46}$ | = | 5.6 nF | 63 V; | ± 10 % | polistirene |
| $C_{47}$ | = | 10 nF | 40 V; | — 20 / ± 100 % | ceramico |
| $C_{48}$ | = | 1 μF | 250 V; | ± 20 % | poliestere |
| $C_{49}$ | = | 25 pF | 500 V; | ± 20 % | trimmer in aria |
| $C_{50}$ | = | 2.2 nF | 63 V; | ± 10 % | polistirene |
| $C_{51}$ | = | 56 pF | 500 V; | ± 5 % | ceramico |
| $C_{52}$ | = | 120 pF | 500 V; | ± 5 % | ceramico |
| $C_{53}$ | = | 470 pF | 40 V; | ± 10 % | ceramico |
| $C_{54}$ | = | 220 pF | 40 V; | ± 10 % | ceramico |
| $C_{55}$ | = | 10 μF | 25 V; | — 10 / + 50 % | elettrolotico |
| $C_{56}$ | = | 220 pF | 40 V; | ± 10 % | ceramico |
| $C_{57}$ | = | 470 pF | 40 V; | ± 10 % | ceramico |
| $C_{58}$ | = | 8.2 nF | 63 V; | ± 5 % | polistirene |
| $C_{59}$ | = | 100 nF | 250 V; | ± 20 % | poliestere |
| $C_{60}$ | = | 220 pF | 40 V; | ± 10 % | ceramico |
| $C_{61}$ | = | 680 pF | 40 V; | ± 10 % | ceramico |
| $C_{62}$ | = | 10 nF | 250 V; | ± 20 % | poliestere |
| $C_{63}$ | = | 100 nF | 250 V; | ± 20 % | poliestere |
| $C_{64}$ | = | 100 nF | 250 V; | ± 20 % | poliestere |
| $C_{65}$ | = | 270 pF | 500 V; | ± 20 % | ceramico |
| $C_{66}$ | = | 470 nF | 250 V; | ± 20 % | poliestere |
| $C_{67}$ | = | 1 μF | 250 V; | ± 20 % | poliestere |

(da « A. L. Philips » Sidler/Versteeg)